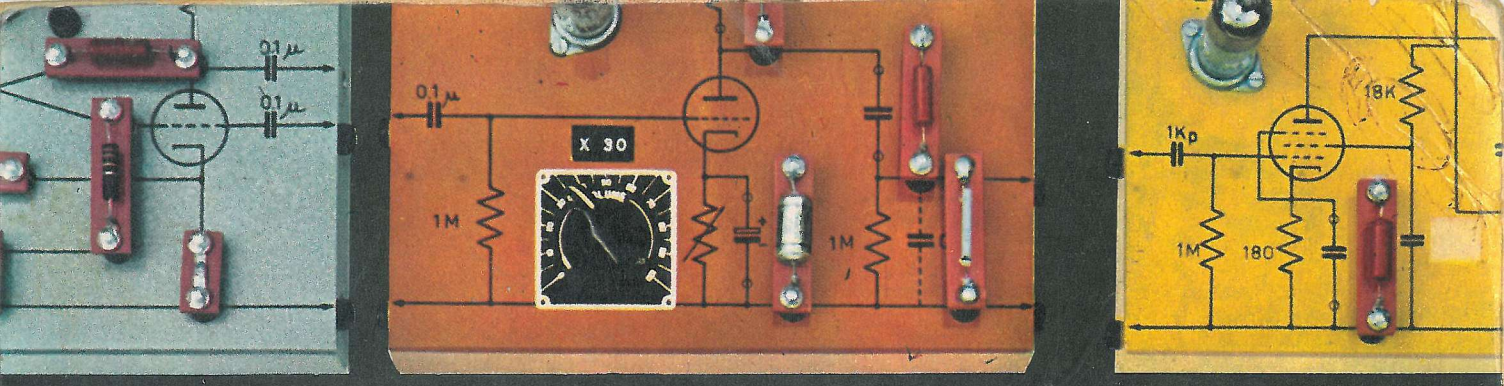
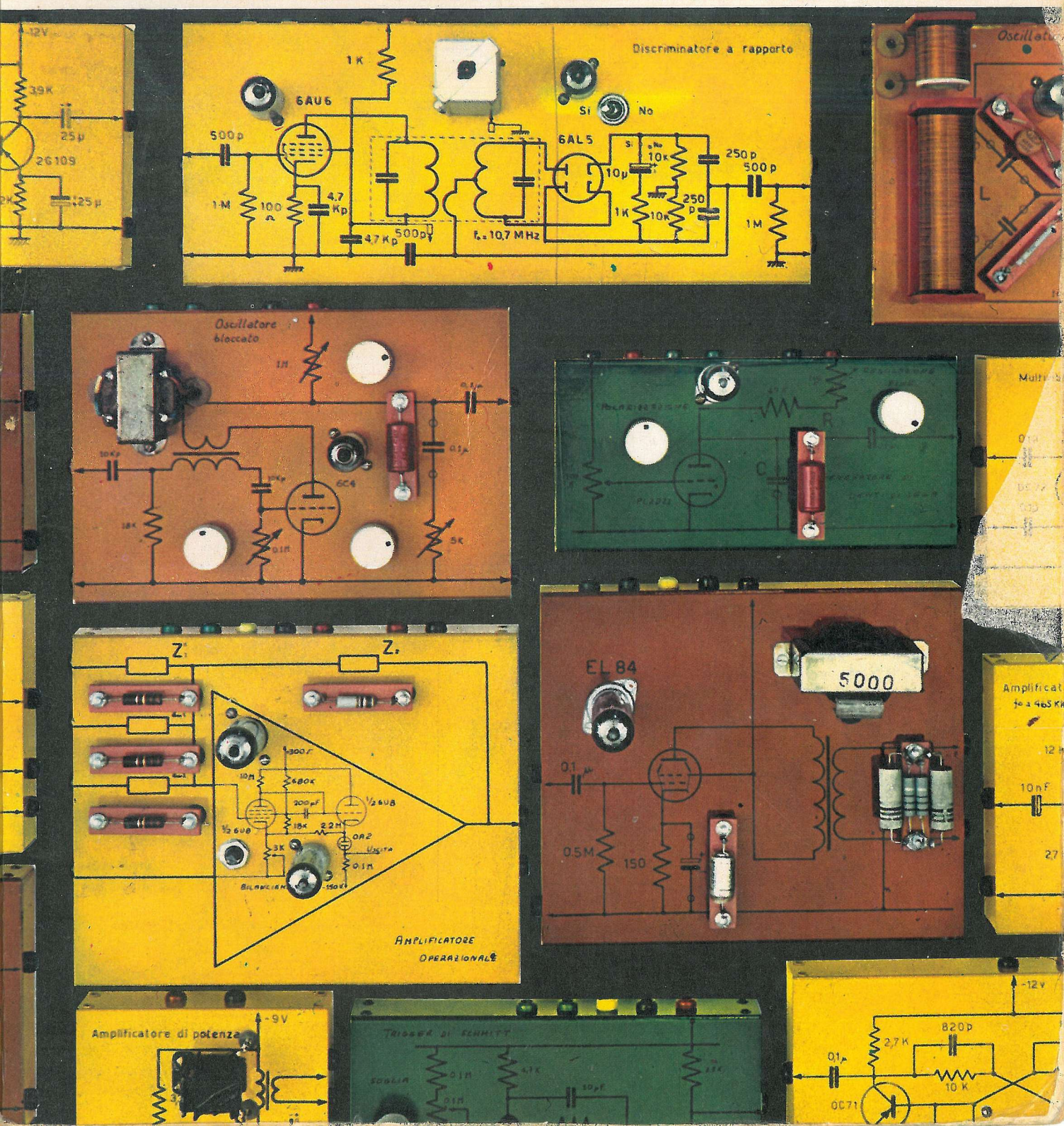


E. Cavazzuti
C. Nobili
N. Passerini

RADIOTECNICA

TEORIA DEI CIRCUITI CON RICEVITORI AM ED FM



degli stessi Autori

CORSO DI RADIOTECNICA

I - MATEMATICA, ELETTROTECNICA, TUBI ELETTRONICI

III - ANTENNE, TELEVISIONE IN BIANCO E NERO E A COLORI
STRUMENTI DI MISURA

E. CAVAZZUTI - C. A. NOBILI - N. PASSERINI

CORSO DI RADIOTECNICA

TEORIA DEI CIRCUITI CON RICEVITORI AM ED FM

VOLUME SECONDO

NUOVA EDIZIONE

EDIZIONI CALDERINI

1ª edizione: ottobre 1966
2ª edizione: gennaio 1969
1ª ristampa: settembre 1970

© Copyright 1970
by Edizioni Calderini
31/2°, Emilia Levante
Bologna

833

Proprietà letteraria riservata
Printed in Italy

Officine Grafiche Calderini - Bologna - IX-1970

PREMESSA

A seguito del primo volume, si affianca il secondo con il compito di continuare gli argomenti che gli AA. hanno stabilito trattare in seno alla collana del Corso di Radiotecnica.

Dopo le premesse stabilite nel primo volume, costituite dagli elementi fondamentali e basilari per lo studio della Radioelettronica, in questo secondo volume si affrontano, con visione moderna, le applicazioni dei tubi elettronici e dei transistori nei più svariati circuiti di utilizzazione.

Naturalmente, come è stato curato anche nel primo volume, oltre alla uniformità nei simboli adottati, ogni argomento è stato affrontato con severa responsabilità per renderlo il più possibilmente didattico e comprensibile. Diversi esercizi interamente svolti servono da guida al Lettore per assimilare meglio i concetti esposti.

L'intera materia trattata in questo volume è stata suddivisa in tredici capitoli.

Il primo capitolo tratta la conversione della tensione alternata di rete in tensione continua, della stabilizzazione di quest'ultima e della moltiplicazione di tensione partendo dalla tensione di rete, con opportuno raddrizzamento e livellamento (duplicatori, triplicatori, quadruplicatori, ecc. di tensione), stabilizzazione della tensione continua con diodi Zener, filtri di livellamento a transistori e impiego dei diodi a cristallo semiconduttore e dei filtri di livellamento a transistori negli alimentatori per valvole e per transistori. Nel corso del secondo capitolo vengono presentati due argomenti di fondamentale importanza per lo studio intrapreso: analisi armonica ed il decibel. I teoremi fondamentali ed i regimi di lavoro del tubo elettronico, trattati nel terzo capitolo, terminano la parte introduttiva ai circuiti amplificatori ed ai sistemi a modulazione di ampiezza e di frequenza. Il quarto capitolo si occupa del transistore per quanto riguarda il rilievo dei parametri ibridi « h » e parametri « Y », la polarizzazione e la stabilizzazione termica del punto di riposo del transistore amplificatore. Segue, nei capp. 5°, 6°, 7°, 8° e 9° lo studio degli amplificatori a valvole e a transistori, rispettivamente: di tensione e di potenza in BF, di tensione e di potenza in AF, affrontando nel corso

degli amplificatori di BF (capp. 5° e 7°), la reazione positiva e negativa, i circuiti di eccitazione degli amplificatori in controfase ed i controlli di volume e di tono.

Il decimo capitolo tratta esaurientemente il regime di funzionamento degli amplificatori in classe C. L'undicesimo capitolo presenta i circuiti oscillatori di più frequente impiego nella versione a valvole e a transistori, per AF e per BF, ad LC e ad RC, a forme d'onda sinusoidali e a forme d'onda non sinusoidali, curando fra l'altro in particolare modo i circuiti a scatto, ossia i Multivibratori: astabili, monostabili e bistabili, attualmente tanto impiegati nella tecnica elettronica, sia come strumentazioni per laboratori, sia come applicazioni industriali.

Il dodicesimo e il tredicesimo capitolo, riguardono fra l'altro i ricevitori a modulazione di ampiezza e di frequenza. Questi due argomenti sono stati presentati con l'intento di curare ogni particolare, cercando di accumunare la parte teorica di progetto e di studio, all'esperienza conseguita in parecchi anni di insegnamento nel laboratorio radioelettronico.

Al termine di questa onerosa fatica, gli A.A. sperano di avere raggiunto nella seconda edizione del presente volume, l'intento che si sono imposti, date anche la vastità della materia trattata in continua evoluzione nell'attuale clima di progresso tecnico e la particolare difficoltà nella descrizione degli argomenti esposti, e nel contempo ringraziano quei cortesi Lettori, i quali vorranno segnalare eventuali inevitabili manchevolezze e vorranno suggerire miglioramenti per le edizioni future. All'Editore che ha avvertito la necessità e che sta curando con passione la collana del « Corso di Radiotecnica » vada tutta la nostra riconoscenza.

TAVOLA DEI SIMBOLI USATI NEL TESTO E LORO DESCRIZIONE

Simbolo	Descrizione
A, $\bar{A}$	Amplificazione di uno stadio, rispettivamente in modulo e in forma vettoriale.
A_0	Amplificazione di uno stadio in corrispondenza alle frequenze medie della gamma di lavoro.
A_1, A_2	Amplificazione di uno stadio rispettivamente alla frequenza limite inferiore e superiore (attenuazione = — $3dB$) della curva di risposta.
AF	Alta frequenza (oppure segnale di alta frequenza).
AM	Modulazione di ampiezza.
B_0, B_1, B_2	Fattori della serie di Bessel.
B	Induzione, densità di flusso magnetico, in Wb/m^2.
BF	Bassa frequenza, audio frequenza (oppure segnale di bassa frequenza).
C	Capacità di un condensatore, in farad ($A\ sec/V$).
C_0	Capacità di risonanza in generale.
C_{ak}	Capacità interelettrodica fra anodo e catodo.
C_{ga}	Capacità interelettrodica fra griglia e anodo.
C_{gk}	Capacità interelettrodica fra griglia e catodo.
C_k	Condensatore catodico.
C_{p0}, C_s	Capacità parallelo (trimmer) e serie (padding) in un ricevitore supereterodina.
C_p	Capacità parassita.
C_e, C_u	Capacità di entrata e di uscita in un amplificatore.
d, D	Distorsione presente in un segnale sinusoidale.
dB	Decibel, unità di misura del guadagno (o dell'attenuazione se considerato negativo).
e	Base dei logaritmi naturali o neperiani, $e \cong 2{,}71828182845904523536028 74...$
e_a, E_a	Valore istantaneo e valore massimo della tensione alternativa anodica ai capi del carico anodico.
e_g, E_g	Valore istantaneo e valore massimo della tensione alternativa di eccitazione della griglia controllo, entrante fra G e K.
e_i, E_i	Valore istantaneo e valore massimo della tensione alternativa di ingresso in un amplificatore, di solito diversa dalla e_g, E_g.
f	Frequenza di una grandezza alternativa in periodi/secondo, o Hz.
$f_{inf.}$, $f_{sup.}$	Frequenza limite inferiore e superiore in corrispondenza a — $3dB$ nella curva di risposta di un amplificatore.
f_i, FI	Frequenza intermedia di battimento nell'operazione di conversione, denominata anche media frequenza.
FM	Modulazione di frequenza.
f_0	Frequenza di risonanza.
G	Valore massimo della tensione positiva raggiunta dalla griglia controllo in funzione del segnale d'ingresso.
g_a	Conduttanza anodica differenziale di un tubo elettronico.
g_m e g'_m	Transconduttanza o pendenza mutua statica e dinamica (o di lavoro) di un tubo elettronico in $\frac{m\,A}{V} = m\,S$.
H	Intensità di campo magnetico in Asp/m.
i	Valore istantaneo di una corrente alternativa qualunque.
i_a, I_a	Valore istantaneo e valore massimo della corrente alternativa anodica.
I_{a0}	Componente continua della corrente anodica.
J_{a1}, J_{a2}	Valore massimo delle componenti di 1ª, 2ª, 3ª,... armonica della corrente anodica.
I_{g0}	Componente continua di corrente di griglia controllo quando il segnale eccitatore supera la polarizzazione base V_{g0}.
I_{g2}	Corrente continua di griglia schermo.

Simbolo	Descrizione
I_k	Corrente catodica.
j	Operatore che sfasa di 90° in anticipo, sull'asse reale, il vettore al quale è applicato; 90° in ritardo se preceduto dal segno meno.
K	Coefficiente di accoppiamento fra due bobine $\left(K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}\right)$.
K_c	Coefficiente di accoppiamento critico.
L	Induttanza di una bobina in henry ($V\,sec/A$).
L_p, L_s	Induttanze di compensazione per amplificatori a RC a larga banda.
L_d	Induttanza di dispersione.
M	Coefficiente di mutua induz. fra induttanze, in henry ($M = K\sqrt{L_1 L_2}$).
M_c	Coefficiente di mutua induzione critico.
MF	Media frequenza (circuito di media frequenza).
m	Indice o grado di modulazione per una grandezza modulata in ampiezza.
m_f	Indice di modulazione per una grandezza modulata in frequenza.
n	Rapporto di trasformazione per un trasformatore.
N	Numero delle spire di un avvolgimento.
N_p	Unità di attenuazione: neper.
P	Potenza elettrica.
P_{al}	Potenza di alimentazione anodica.
P_d	Potenza dissipata.
P_e	Potenza di entrata.
P_u	Potenza utile.
Q	Fattore di merito di una bobina in generale, o se la bobina è collegata ad un condensatore privo di perdite e costituenti assieme un circuito oscillante, il termine Q per la frequenza di risonanza f_0 si confonde con il coefficiente di risonanza ε a vuoto.
Q'	Fattore di merito a carico, ossia quando la bobina è accoppiata ad un circuito assorbitore di energia. Nel caso di circuito oscillante come sopra il termine Q' si confonde con ε' a carico.
r, R	Simbolo di resistenza elettrica. Solitamente viene impiegata r per resistenze di piccolo valore disposte in serie al circuito, mentre viene impiegato il simbolo R per resistenze elevate considerate di regola in parallelo al circuito.
r_a	Resistenza differenziale anodica di un tubo elettronico.
R_c	Resistenza del carico anodico di un amplificatore in genere.
R_d	Resistenza dinamica di un circuito oscillante.
R_g	Resistenza di griglia (o resistenza di polarizzazione di griglia) controllo.
R_{g2}	Resistenza di griglia schermo, capace di limitare il potenziale continuo sull'elettrodo stesso al valore $\frac{1}{3} \div \frac{2}{3}$ di quello anodico.
R_k	Resistenza catodica.
S	Superficie in generale.
s	Sezione di un conduttore.
t	Tempo, misurato in secondi o sottomultipli: $m\,sec$ ($10^{-3}\,sec$), $\mu\,sec$ ($10^{-6}\,sec$).
T	Periodo di una grandezza alternativa in sec o sottomultipli.
v, V, $\overline{V}$	Valore istantaneo, continuo o massimo e vettoriale di una tensione applicata ad un circuito elettrico.
v_a	Tensione istantanea anodica.
$V_{a\,max}$	Massimo valore assunto dalla tensione anodica di un tubo elettronico.
$V_{a\,min}$	Minimo valore assunto dalla tensione anodica di un tubo elettronico.
V_{a0}	Componente continua di riposo dell'anodo di un tubo elettronico.
V_b	Tensione della batteria anodica o, più semplicemente dell'alimentatore anodico.

Simbolo	Descrizione
v_c	Tensione istantanea ai capi di un condensatore.
v_g	Tensione istantanea di griglia controllo.
V_{g0}	Tensione di polarizzazione della griglia controllo di un tubo elettronico.
V_{g1}, V_{g2}, V_{g3}	Tensione di griglia controllo (1), schermo (2), sopressore (3).
V_{gi}	Tensione di interdizione della corrente anodica relativa alla griglia controllo di un tubo elettronico.
$V_{g\,max}$	Massimo valore assunto dalla tensione di griglia controllo di un tubo elettronico.
$V_{g\,min}$	Minimo valore assunto dalla tensione di griglia controllo di un tubo elettronico.
V_m, $V_{eff.}$	Valore medio e valore efficace di una tensione alternativa.
V_{max}	Valore massimo di una tensione alternativa.
W	Simbolo di energia in generale.
X	Reattanza generica, misurata in Ω.
Y, $\overline{Y}$	Ammettenza generica, misurata in $\frac{1}{\Omega}$ = Simens.
Z, $\overline{Z}$	Impedenza generica, misurata in Ω.
α	Angolo generico.
β	Fattore di retroazione impiegato nella reazione positiva o negativa: $\beta = \frac{E_r}{E_u}$.
ε	Coefficiente di risonanza a vuoto di un circuito oscillante.
ε'	Coefficiente di risonanza a carico di un circuito oscillante.
ε_0	Costante dielettrica dell'aria ($\varepsilon_0 = 8{,}86 \cdot 10^{-12}$ farad/metro).
η	Rendimento di uno stadio in generale, ottenuto dal rapporto fra la potenza utile e la potenza di alimentazione.
θ	Valore istantaneo, misurato in radianti, dell'angolo che in una grandezza sinusoidale forma il suo vettore rappresentativo (θ radianti = arco percorso/raggio).
θ_0	Semiangolo di circolazione della corrente anodica di un tubo elettronico.
μ	Coefficiente di amplificazione di un tubo elettronico.
μ_0, μ_r, μ	Permeabilità dell'aria ($\mu_0 = 1{,}256 \cdot 10^{-6}$), relativa all'aria e assoluta del mezzo ($\mu = \mu_r\ \mu_o$) nel campo magnetico; μ_o e μ in henry/metro.
ρ	Resistività elettrica di un materiale conduttore (Ω mm^2/m).
φ	Angolo di sfasamento fra il vettore tensione e il vettore corrente in c.a.
Φ	Flusso magnetico, misurato in $\frac{V\,sec}{sp.}$ o weber (Wb).
ω	Pulsazione generica misurata in radianti/secondo.
Ω	Simbolo abbreviato di ohm nella misura di resistenze.
ω_0	Pulsazione di risonanza.
ω_p	Pulsazione della grandezza portante.
ω_s	Pulsazione del segnale modulante.

SIMBOLI DELLE GRANDEZZE E LORO DESCRIZIONE PER I CIRCUITI IMPIEGANTI I TRANSISTORI

Simbolo	Descrizione
$A_i = \frac{i_u}{i_e}$	Amplificazione di corrente.
$A_v = \frac{e_u}{e_i}$	Amplificazione di tensione.
$A_p = A_v \cdot A_i$	Amplificazione di potenza.
e	Valore istantaneo della *fem* a vuoto per un generatore di tensione alternativa di basso livello.
e_i	Valore istantaneo della *fem* a carico (ai morsetti del generatore o segnale all'ingresso dell'amplificatore) per un generatore di tensione alternativa di basso livello.
e_B, E_B	Valore istantaneo e valore massimo della tensione alternativa di base.
e_c, E_c	Valore istantaneo e valore massimo della tensione alternativa di collettore.
e_u, E_u	Valore istantaneo e valore massimo della tensione alternativa utile o di uscita dell'amplificatore.
$h_{11} = h_i = R_{oi}$	Resistenza differenziale interna di ingresso.
$h_{12} = h_r = \gamma$	Coefficiente di contro reazione interna di tensione.
$h_{21} = h_f = \beta$	Coefficiente di amplificazione di corrente.
$h_{22} = h_o = \frac{1}{R_{ou}}$	Conduttanza differenziale interna di uscita.
h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}	Parametri ibridi per connessione con emettitore comune.
h_{ib}, h_{rb}, h_{fb}, h_{ob}.	Parametri ibridi per connessione con base comune.
h_{ic}, h_{rc}, h_{fc}, h_{oc}.	Parametri ibridi per connessione con collettore comune.
i_c, J_c	Valore istantaneo e valore massimo della corrente alternativa di collettore.
I_c	Valore continuo della corrente di collettore.
i_B, J_B	Valore istantaneo e valore massimo della corrente alternativa di base.
I_B	Valore continuo della corrente di base.
i_E, J_E	Valore istantaneo e valore massimo della corrente alternativa di emettitore.
I_E	Valore continuo della corrente di emettitore.
I_{co}	Corrente inversa di saturazione fra collettore e base.
V_B, V_{BE}	Tensione continua di alimentazione per la base: positiva per transistori *NPN* e negativa per quelli *PNP*.
V_C, V_{CE}	Tensione continua di alimentazione per il collettore: positiva per i transistori *NPN* e negativa per quelli *PNP*.
$Y_{11} = Y_i = \frac{1}{h_i}$	Ammettenza d'entrata.
$Y_{12} = Y_r = \frac{h_r}{h_i}$	Ammettenza mutua inversa.
$Y_{21} = Y_f = \frac{h_f}{h_i}$	Ammettenza mutua diretta.
$Y_{22} = Y_o = h_o$	Ammettenza d'uscita. (Naturalmente il primo deponente è solitamente seguito dalla lettera B, C, E a seconda del tipo di connessione con elemento comune: base, collettore, emettitore; come già osservato per i parametri ibridi).
α	Coefficiente che esprime la percentuale della corrente di emettitore in quella di collettore ($0{,}95 \div 0{,}99$).
β $(=h_f)$	Coefficiente di amplificazione di corrente (mediamente $20 \div 150$ unità).
γ $(=h_r)$	Coefficiente di controreazione interna di tensione.

CAPITOLO I

CONVERSIONE DELLA TENSIONE ALTERNATA IN TENSIONE CONTINUA

Per l'alimentazione dei tubi elettronici occorrono due diverse sorgenti di energia: la prima deve fornire una tensione di piccola entità, ma di discreta corrente per l'alimentazione dei *filamenti* (solitamente alternata) e la seconda deve fornire una tensione continua, discretamente alta (chiamata V_b, ossia tensione di batteria anodica) ma di piccola corrente, per l'alimentazione degli *anodi* e delle *griglie schermo*. Eventualmente una o più tensioni continue negative possono essere richieste per l'alimentazione delle *griglie controllo* delle valvole amplificatrici.

A tale scopo si provvede a costruire il cosiddetto «*alimentatore anodico*».

1. Generalità sull'alimentatore anodico.

L'alimentatore anodico provvede a trasformare la tensione alternata della rete di alimentazione in varie tensioni:

a) *tensione per i filamenti delle valvole*, di basso valore: 5 volt per la rettificatrice e 6,3 volt per le altre valvole (se alimentate in parallelo fra di loro), con erogazione di corrente di $3 \div 4$ mp. ogni avvolgimento;

b) *tensione continua anodica*, per l'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo, chiamata anche *alta tensione* ($+ AT$) per il discreto valore che può assumere ($250 \div 400$ V); la corrente anodica relativa a questa tensione è modesta, aggirandosi mediamente dai $70 \div 100$ mA per comuni radioapparati;

c) *eventuale tensione continua negativa*, per l'alimentazione delle griglie controllo delle valvole amplificatrici. Il suo valore massimo per radioapparati può oscillare da $12 \div 15$ volt, naturalmente quasi sempre senza richiedere corrente circolante, mentre può raggiungere valori discreti negli amplificatori di grande potenza o nei trasmettitori, come vedremo in seguito.

L'alimentatore anodico è composto di tre parti fondamentali: *il trasfor-*

matore (o autotrasformatore), *il rettificatore* (a diodo o doppio diodo) e il *filtro di livellamento*, come appare dalla fig. 1.

Mentre ci limitiamo a fornire qualche notizia di carattere generale

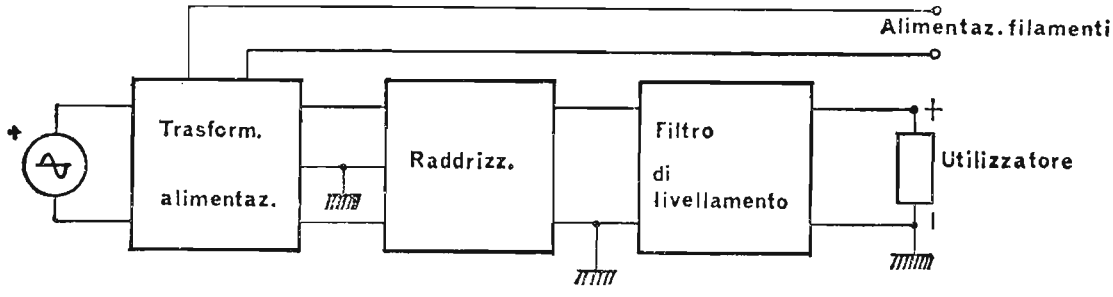


Fig. 1. – Schema a blocchi di un alimentatore anodico.

sul trasformatore di alimentazione, tratterremo dettagliatamente, di seguito, sia la funzione del rettificatore che quella del filtro di livellamento.

Il trasformatore di alimentazione. – Il trasformatore di alimentazione ha unicamente lo scopo di fornire sul secondario le tensioni alternate, i cui valori diversi abbiamo già esposto precedentemente.

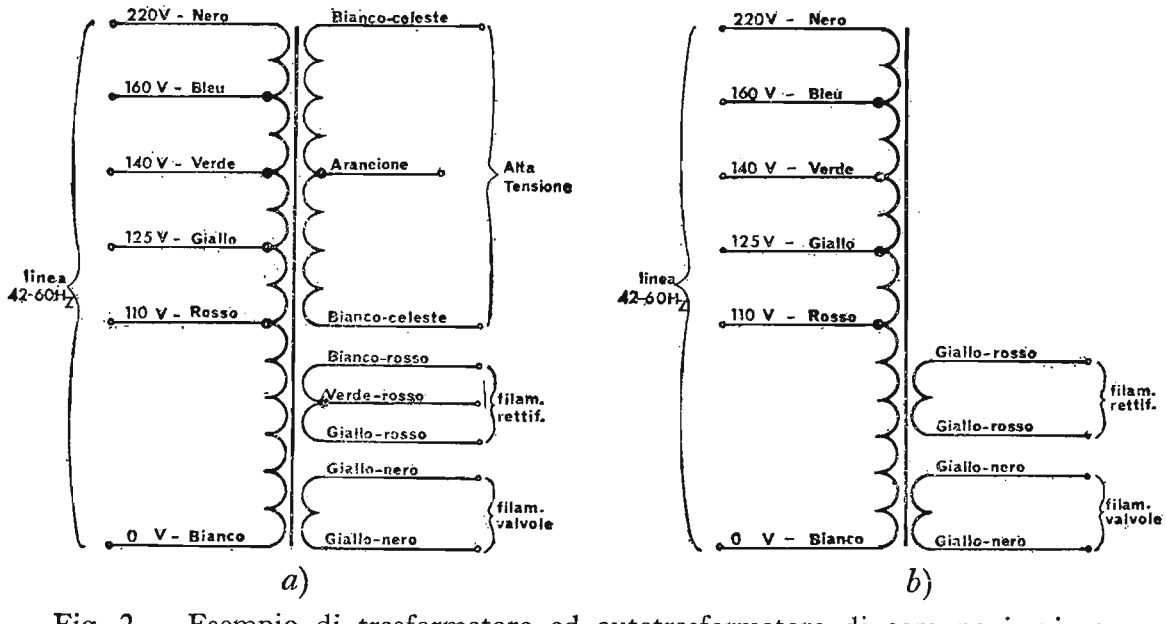


Fig. 2. – Esempio di trasformatore ed autotrasformatore di comune impiego.

Nella fig. 2 sono rappresentati in *a*) un trasformatore e in *b*) un autotrasformatore previsti per l'alimentazione dei radioricevitori.

I colori citati nei due schemi a fianco di ogni terminale sono in armonia col *codice internazionale RMA* (Radio Manifacturer's Association) *a colori* per trasformatori. Il primario del trasformatore (o autotrasformatore) deve potersi adattare a qualsiasi valore della tensione di rete, in modo da mantenere inalterati i valori delle tensioni secondarie. A questo proposito esso

è costituito da un unico avvolgimento a più prese di tensione in relazione ai valori previsti nel nostro paese: 0 - 110 - 125 - 140 - 160 - 220 volt eff.

Il primario così costruito viene denominato «*a tensioni universali*». Ciascuna presa viene collegata direttamente al *cambio-tensioni* nella posizione opportuna. Quest'ultimo permette di fissare per il primario la presa adatta alla tensione di rete, che si ha a disposizione.

La valvola rettificatrice. – La valvola rettificatrice è costituita da un semplice *diodo* o da un *doppio diodo* e ha lo scopo, presentandosi il diodo come un conduttore unidirezionale, di convertire una grandezza alternata a valore medio nullo nel periodo in una avente, invece, nel periodo un certo valore medio.

Il filtro di livellamento. – Il filtro di livellamento è indispensabile per poter rendere quanto mai continua la grandezza pulsante fornita dall'elemento raddrizzatore. La sua funzione è quella di eliminare la componente di ronzio dalla tensione continua e di aumentare in larga misura il valore medio della grandezza pulsante inviatagli all'ingresso. Esso opera, infatti, in modo da far raggiungere alla tensione continua d'uscita, in presenza di carico utilizzatore, un valore pari all'80 ÷ 90% del valore massimo della tensione all'ingresso del filtro stesso, allorché si impiega come raddrizzatore un doppio diodo o comunque si raddrizzano ambedue le semionde alternate.

2. Impiego del diodo come raddrizzatore.

Il circuito più semplice che impiega il diodo come raddrizzatore è rappresentato nella fig. 3, dove sono anche in evidenza l'andamento della tensione (e quindi della corrente) sia del generatore sia ai capi del carico anodico.

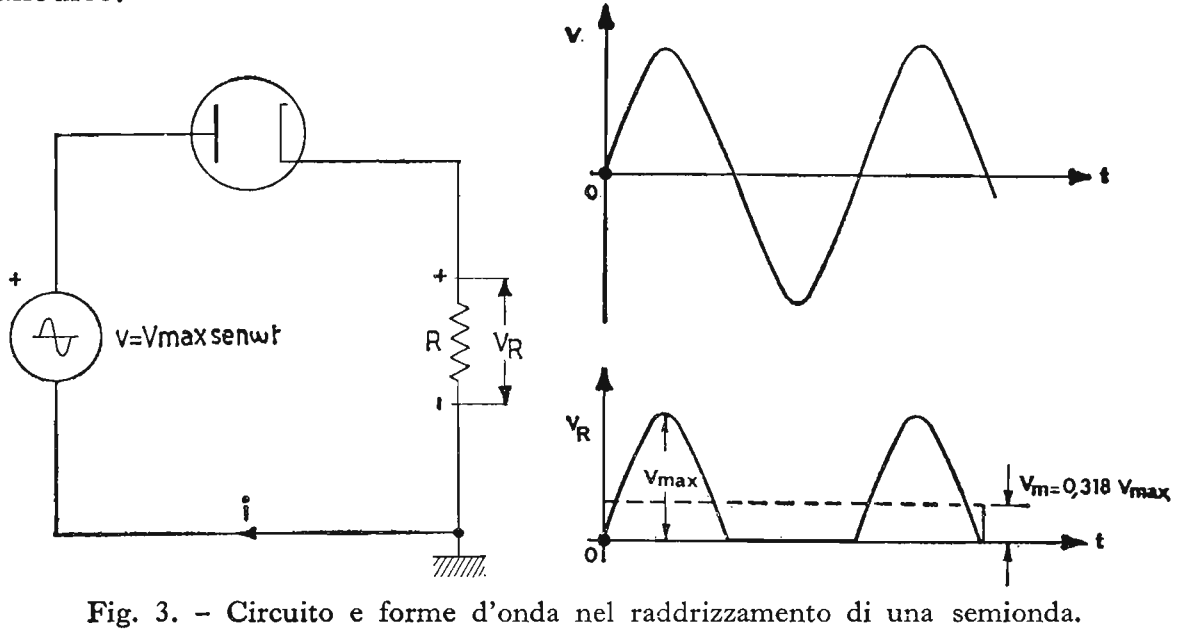


Fig. 3. – Circuito e forme d'onda nel raddrizzamento di una semionda.

L'andamento *pulsante* della tensione v_R fornisce un valore medio della componente, pari a:

$$v_m = \frac{v_{R\,max}}{\pi} = 0{,}318\, v_{R\,max}.$$

Questo valore medio è piuttosto basso, specialmente se il carico richiede una discreta potenza. Per aumentare il valore medio si è allora ricorsi ad un doppio diodo raddrizzatore, il quale, nella particolare disposizione, provvede al raddrizzamento di ambedue le semionde.

A differenza del raddrizzatore a semplice diodo, che può essere col-

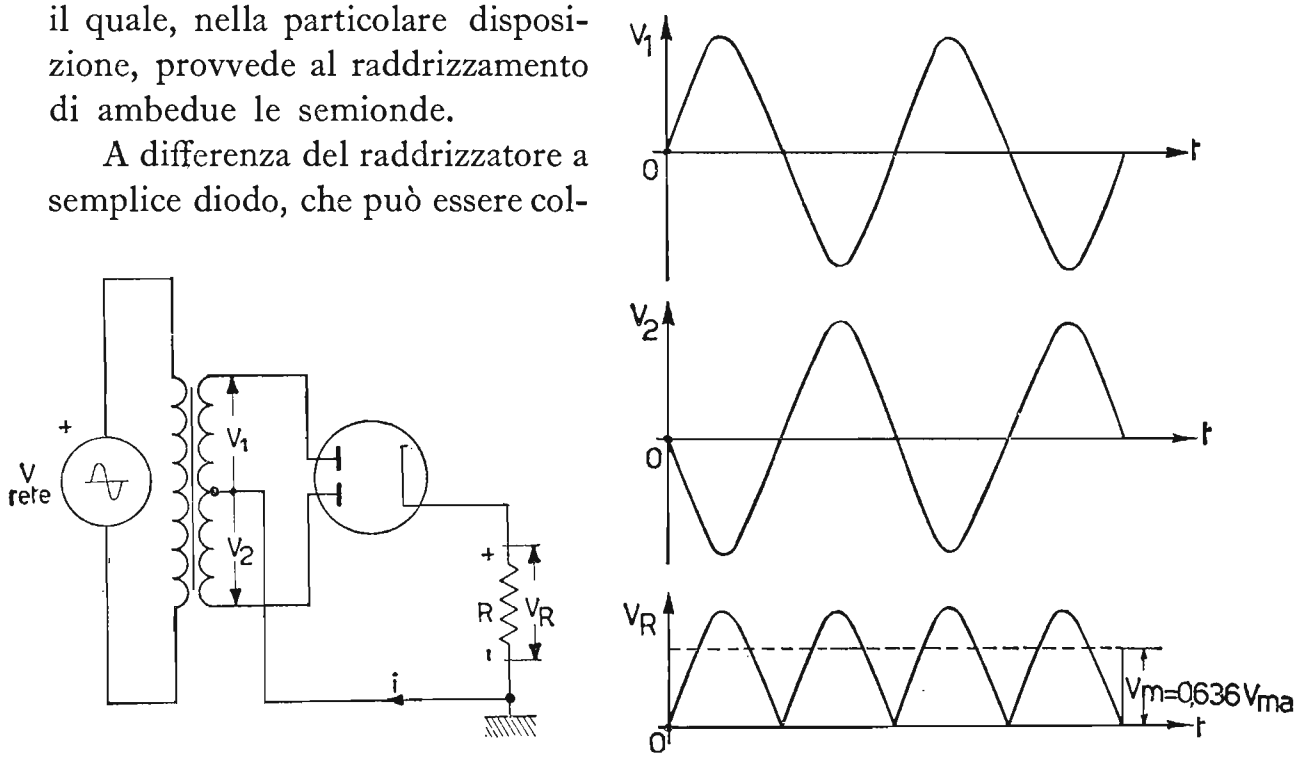


Fig. 4. – Circuito e forme d'onda nel raddrizzamento di ambedue le semionde.

legato anche direttamente alla tensione di rete, evitando il trasformatore di alimentazione, il raddrizzatore biplacca vuole agli anodi due tensioni uguali e sfasate di 180° fra di loro. A questo provvede un trasformatore con secondario di alta tensione a *presa centrale* collegata a massa come dalla fig. 4.

In essa sono anche rappresentati i diagrammi delle tensioni v_1 e v_2 che interessano rispettivamente i due anodi del raddrizzatore biplacca, infine è rappresentato l'andamento della tensione v_R ai capi del carico anodico. È evidente che il valore medio della grandezza è doppio di quello precedente. Altro vantaggio fondamentale dell'alimentatore con raddrizzatore biplacca è di non avere una polarizzazione continua da parte del nucleo ferromagnetico del trasformatore di alimentazione (infatti, le due componenti continue della corrente anodica, circolando in senso opposto

fra di loro, nei due semiavvolgimenti del secondario di alta tensione, annullano il loro effetto di Asp. continue) e di avere la componente alternativa di ronzio a *frequenza doppia* di quella di rete e, quindi, più facilmente eliminabile da parte del filtro di livellamento. Se infine, si desidera raddrizzare ambedue le semionde, non avendo a disposizione nel trasformatore il secondario di alta tensione a presa centrale, si riesce egualmente nell'intento, provvedendo, mediante un *ponte di raddrizzatori*, la cui disposizione è rappresentata in fig. 5. Questo sistema ha il vantaggio, raddrizzando il

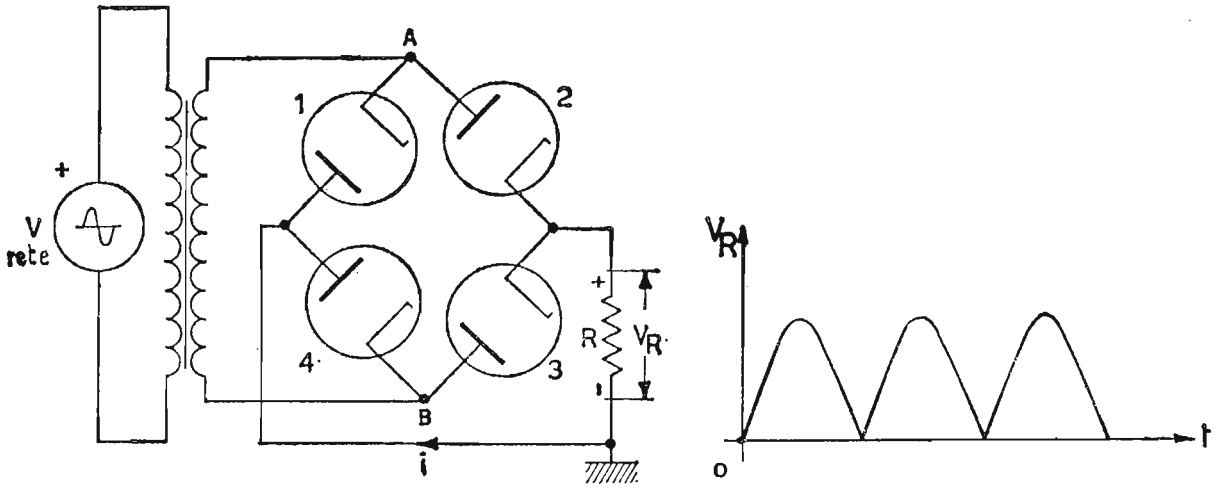


Fig. 5. – Raddrizzatori a ponte per la rettificazione di ambedue le semionde.

ponte l'onda intera, di ottenere la stessa ampiezza e lo stesso andamento pulsante della tensione ai capi del carico, come quella del circuito di fig. 4, con un numero *metà di spire* sul secondario. Per contro, il circuito a ponte richiede 4 tubi raddrizzatori. È consigliabile impiegare, come raddrizzatori, diodi al germanio o al silicio, i quali, non avendo il filamento evitano il problema dell'isolamento e dell'accensione dei filamenti stessi, inoltre, hanno una caduta interna bassissima; cosa auspicabile in quanto, nel particolare circuito, per ogni semionda raddrizzata, in serie al carico si dispongono due raddrizzatori. Circa il funzionamento del ponte di raddrizzatori, ci limitiamo ad osservare che, allorché giunge la semionda positiva, essa partendo dal nodo *A* passa attraverso il diodo 2, il carico anodico e, quindi, si chiude con il generatore tramite il diodo 4. Quando giunge la semionda negativa, ossia positiva per il nodo *B*, essa percorrendo il diodo 3, il carico anodico, si chiude con il generatore attraverso il diodo 1. Da notare che in ambedue i casi, attraverso il carico la corrente ha circolato sempre nello *stesso senso*, secondo il diagramma della fig. 5.

Il circuito a ponte può venire semplificato, omettendo il trasformatore di alimentazione, allorché il carico non debba essere collegato in un punto

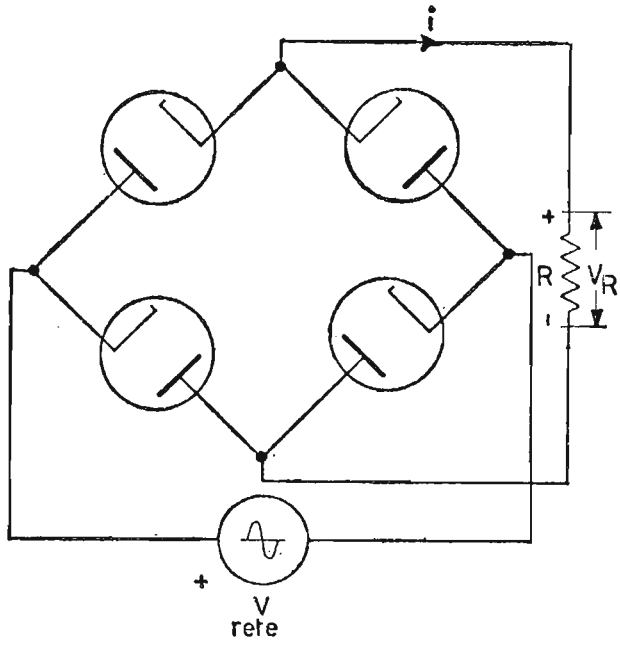


Fig. 6. – Raddrizzatori a ponte senza trasformatore.

a massa (fig. 6). Ad esempio, quando si impiega il circuito per la carica di un accumulatore, in quanto il generatore, ossia la rete, di solito ha un punto a massa (neutro).

3. Il filtro di livellamento.

a) Ingresso induttivo. – Prima di considerare il filtro di livellamento, verifichiamo l'andamento della tensione (e quindi della corrente) ai capi del carico utilizzatore, relativamente al circuito di fig. 7. Naturalmente la corrente nel diodo circola soltanto durante la semionda *positiva* della tensione del generatore. Siccome in serie al carico resistivo è posta una induttanza L il cui valore ohmico, quasi nullo per la componente continua, è invece $\omega L \gg R$ per quella alternata, essa si *oppone* alle variazioni di corrente imposte dal diodo (legge generale dell'induzione) e fa circolare una corrente i, in ritardo, per cui essa, iniziando dopo va oltre in ciascun semiperiodo, secondo il diagramma di fig. 7.

Come si può osservare, il valore medio della corrente, e quindi, della tensione ai capi del carico, è molto basso, per cui si preferisce collegare

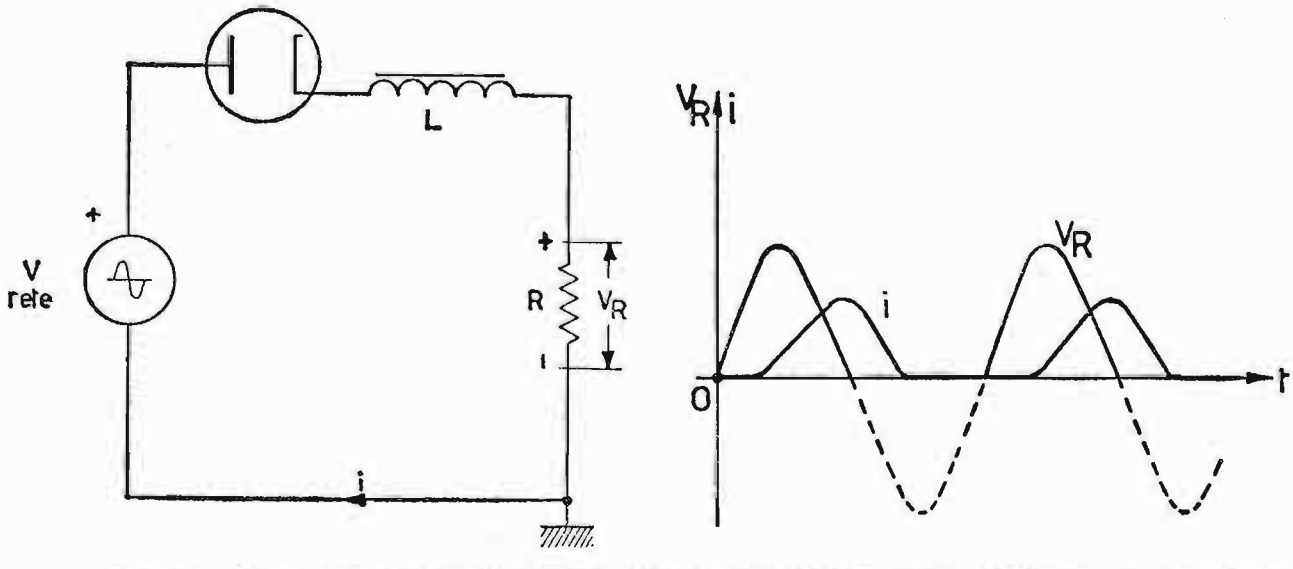


Fig. 7. – Circuito e forme d'onda relativi ad un raddrizzatore a diodi con carico ohmico-induttivo.

lo stesso circuito in serie al raddrizzatore biplacca, come in fig. 8. In essa si può notare che la corrente circolante in assenza di perdite da parte dell'induttanza, è composta da una componente continua di valore medio pari a 0,636 il valore massimo e da una componente alternativa di ronzio, che, a frequenza doppia di quella di rete, circola in tutto il periodo, per effetto dell'induttanza che reagisce sulla continua variabilità della componente raddrizzata.

Siccome abbiamo scelto $\omega L \gg R$, la componente continua si fa strada

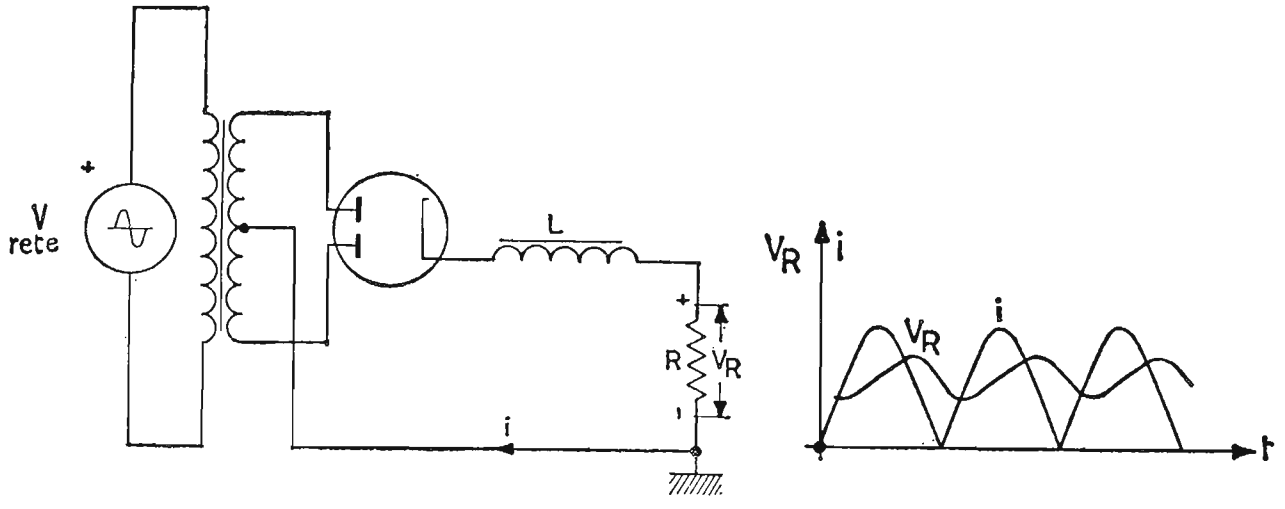


Fig. 8. – Raddrizzatore a due semionde con carico ohmico-induttivo ed andamento della tensione utile in funzione del tempo.

attraverso la piccola resistenza della bobina e giunge quasi totalmente ai capi del carico, mentre la componente di ondulazione viene bloccata in massima parte dalla reattanza induttiva. Se vogliamo migliorare ulteriormente il funzionamento del circuito, circa il livellamento della tensione all'uscita, disponiamo in parallelo al carico un condensatore di grande capacità e, quindi, di bassissima reattanza, capace di simulare un cortocircuito per la componente alternativa e nel contempo lasciare inalterato il valore di quella continua. Operando in questo modo abbiamo realizzato mediante L e C, opportunamente disposti, un cosiddetto «*filtro passa-basso*» ad ingresso induttivo. Lo schema completo di un alimentatore con filtro ad *ingresso induttivo* è rappresentato in fig. 9, dove è pure in evidenza, ovviamente ingrandita, la componente di ondulazione o di ronzio (ripple) che si sovrappone alla componente continua media.

Da notare che la componente di *ondulazione* assume il massimo valore quasi in corrispondenza alla massima pendenza (velocità di variazione) della semionda raddrizzata, ossia in corrispondenza al passaggio di quest'ultima dallo zero. Il filtro ad ingresso induttivo viene impiegato di solito negli alimentatori per amplificatori di grande potenza o per radiotrasmet-

titori, ossia, dove la corrente richiesta non è costante. Viene impiegato di regola, per i raddrizzatori a vapori di mercurio, in quanto permette di mantenere le punte di corrente richiesta entro valori non pericolosi per il

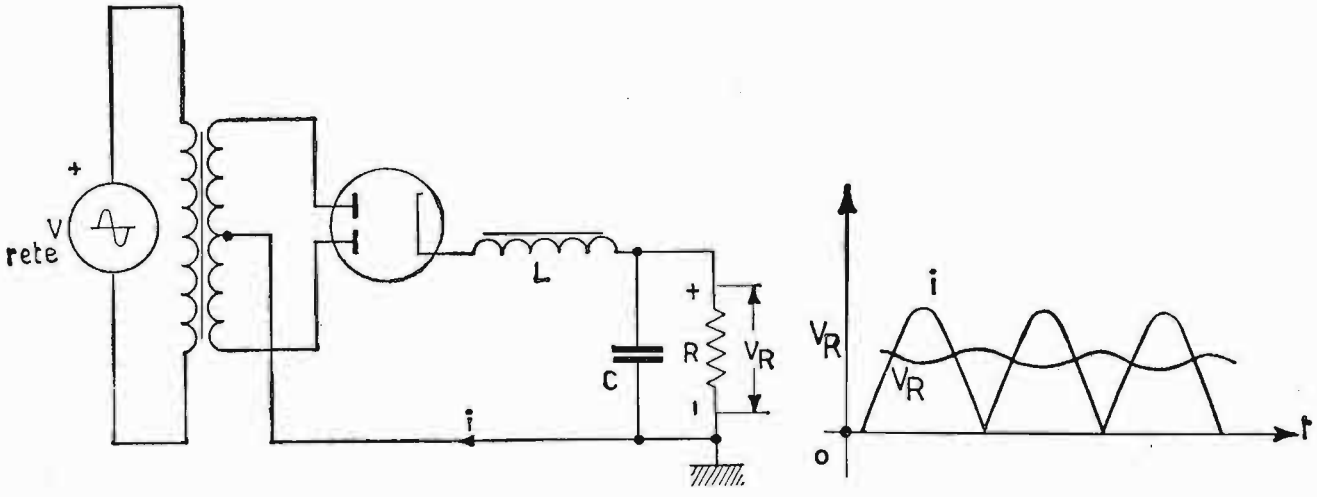


Fig. 9. – Raddrizzatore a due semionde con carico ohmico-induttivo con condensatore in parallelo al carico utile e relativo andamento della tensione in funzione del tempo.

raddrizzatore stesso. Se la corrente richiesta dal carico è di piccola entità 30 ÷ 50 mA, alle volte si usa sostituire l'induttanza, abbastanza costosa, con una resistenza, naturalmente capace di smaltire la potenza dalla quale

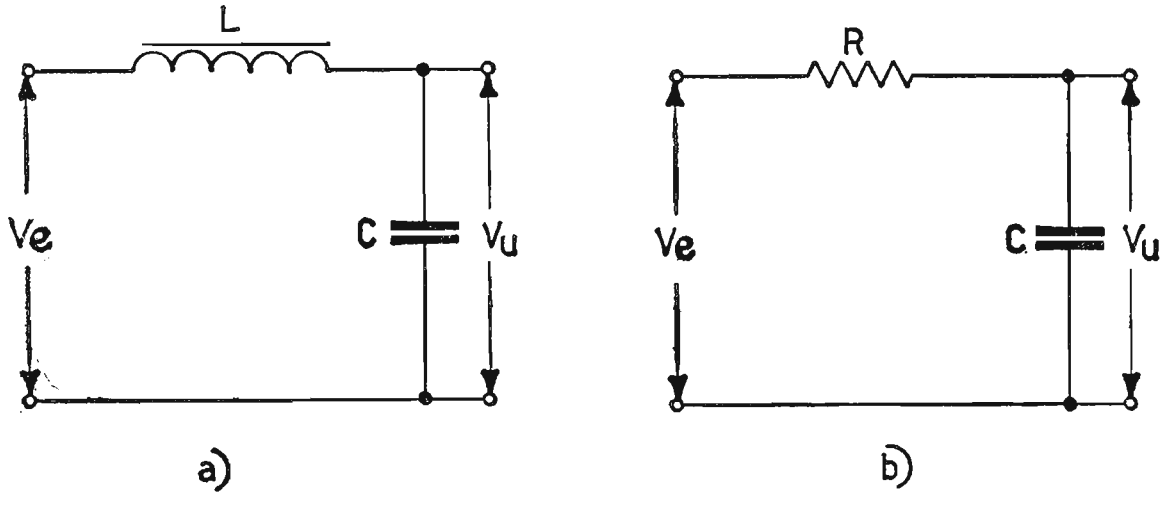


Fig. 10. – Filtro di livellamento: *a*) ad LC, *b*) ad RC.

è interessata. È evidente, però, che il filtro ad L e C offre dei vantaggi rispetto quello a R e C, come possiamo verificare: prendiamo in esame il filtro *a*) di fig. 10, chiamando r (ronzio) il *rapporto percentuale* fra la tensione d'uscita e quella d'ingresso, si ha:

$$r = \frac{v_u}{v_e} \cdot 100 = \frac{\dfrac{I}{\omega C}}{\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right) \cdot I} \cdot 100 = \frac{\dfrac{1}{\omega C}}{\dfrac{\omega^2 LC - 1}{\omega C}} \cdot 100$$

$$r = \frac{1}{\omega^2 LC - 1} \cdot 100 \cong \frac{1}{\omega^2 LC} \cdot 100$$

essendo $\omega^2 LC \gg 1$.

Per il caso *b*) si ha:

$$r = \frac{v_u}{v_e} \cdot 100 = \frac{\dfrac{I}{\omega C}}{\left(R - \dfrac{1}{\omega C}\right) \cdot I} \cdot 100 = \frac{\dfrac{1}{\omega C}}{\dfrac{\omega CR - 1}{\omega C}} \cdot 100$$

$$r = \frac{1}{\omega CR - 1} \cdot 100 \cong \frac{1}{\omega CR} \cdot 100$$

essendo anche in questo caso $\omega CR \gg 1$.

Alla luce dei singoli risultati, possiamo dedurre quanto segue: il filtro ad *LC* oltre avere il vantaggio di bloccare solamente la componente di ondulazione, non costituendo ostacolo apprezzabile per la componente continua, *presenta la percentuale di ronzio all'uscita inversamente proporzionale al quadrato della pulsazione.* Il filtro ad *RC*, invece, costituisce

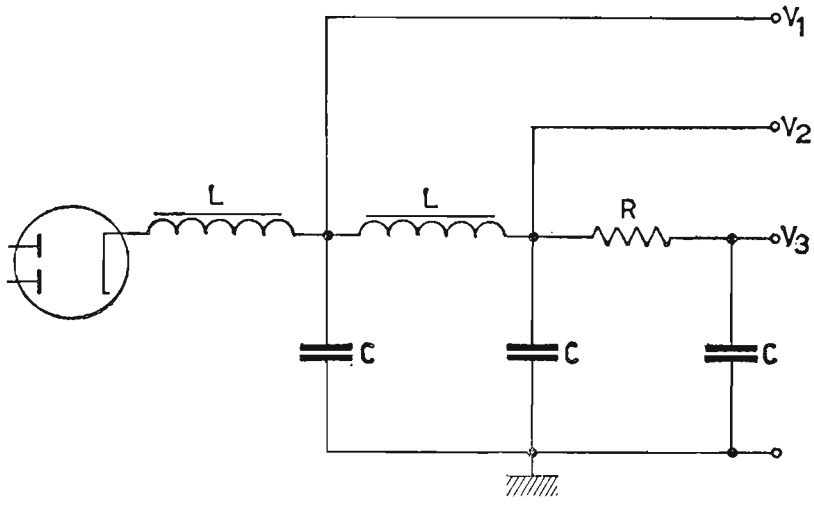


Fig. 11. – Filtro di livellamento ad ingresso induttivo con successive cellule filtranti: V_1, tensione sufficientemente filtrata; V_2, tensione ben filtrata; V_3, tensione di valore inferiore, ottimamente filtrata.

caduta di tensione sia per la componente continua che per quella alternativa, inoltre, *il ronzio percentuale è inversamente proporzionale alla pulsazione lineare.* Il filtro ad *RC* ha il vantaggio di essere più economico. Se, ad esempio, occorrono all'uscita dell'alimentatore tensioni di valore decrescente e successivamente più filtrate, si giunge ad un compromesso fra i due tipi di filtro, ossia si costruisce un filtro di successive cellule *LC* ed *RC* (fig. 11).

b) Ingresso capacitivo. – Supponiamo di collegare in parallelo al carico anodico nel circuito del diodo raddrizzatore un condensatore di discreta capacità ($8 \div 16 \mu F$).

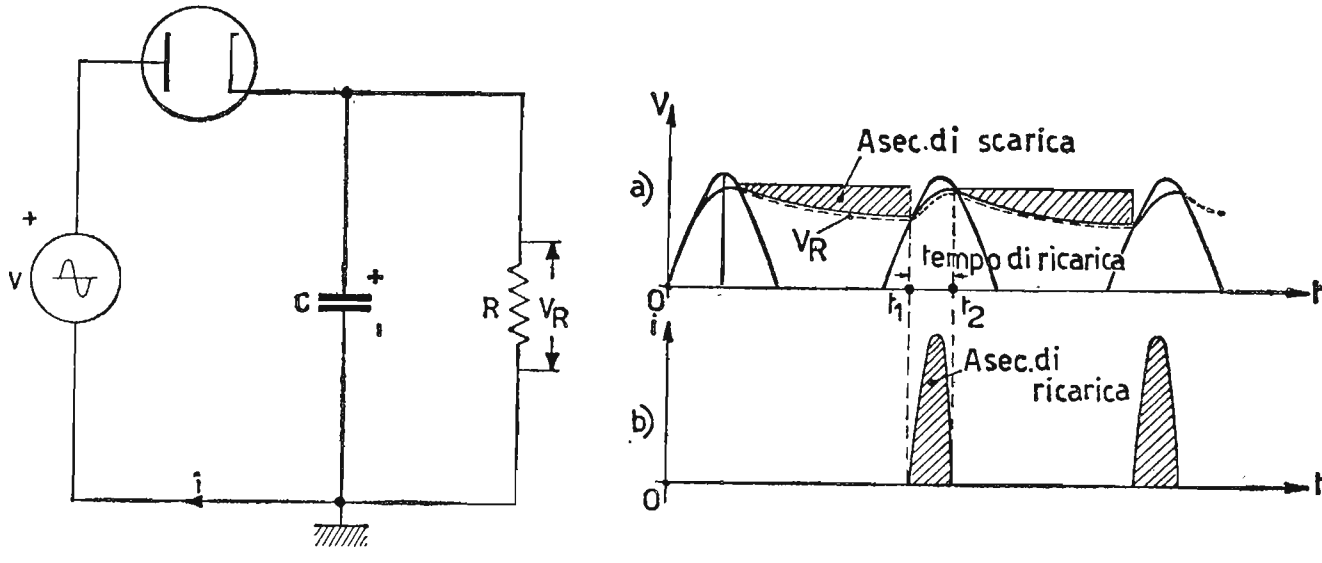


Fig. 12. – Circuito per il raddrizzamento ad una semionda con carico anodico RC; *a*) diagramma della tensione d'uscita V_R in funzione del tempo; *b*) diagramma della corrispondente corrente *i* circolante in funzione del tempo.

Possiamo notare all'oscilloscopio che l'andamento della tensione raddrizzata si modifica come è illustrato nel diagramma *a*) di fig. 12 e che la corrente circolante ha l'andamento del diagramma *b*). Il condensatore si carica, quindi, mentre il diodo conduce, fino a raggiungere circa il valore massimo della tensione raddrizzata. Allorché la tensione fornita dal diodo scende a valori inferiori della tensione del catodo, ossia della carica massima raggiunta dal condensatore, il diodo improvvisamente si *interdice*. Durante questo intervallo è il condensatore che si improvvisa *generatore* e, mediante la corrente di scarica, fornisce energia all'utilizzatore, scaricandosi tanto più velocemente quanto più piccole sono la capacità e la resistenza di carico. Appena la tensione ai capi dell'anodo raggiunge e supera la tensione rimasta ai capi del condensatore, esso si ricarica (nel tempo $t_2 - t_1$ secondo il diagramma *a*) di fig. 12), richiedendo dal tubo un guizzo di corrente tanto più elevato quanto maggiore è la capacità stessa. Infatti, nel breve tempo $t_2 - t_1$ il condensatore deve reintegrare la quantità di Asec perduti nel

tempo $t_1 - t$, ossia (nel diagramma *b*) l'area della *scarica* è uguale all'area della *ricarica*. Per l'integrità del diodo viene limitato dal costruttore il valore della capacità in parallelo al carico. Da queste considerazioni si può dedurre che il valore medio della tensione continua ai capi del carico ano-

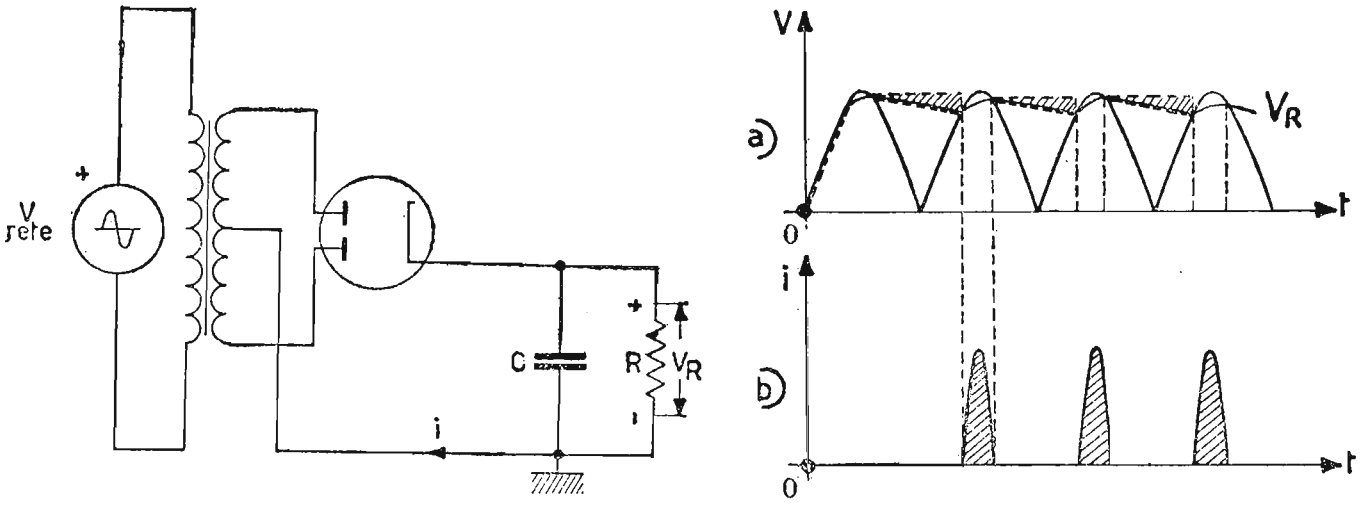


Fig. 13. – Circuito per il raddrizzamento a doppia semionda con carico anodico RC e relativi diagrammi *a*) e *b*), rispettivamente della tensione V_R e della corrente *i* in funzione del tempo.

dico aumenta notevolmente, allorché si ricorre al raddrizzatore biplacca, secondo lo schema di fig. 13.

Nel circuito resta egualmente, anche se in misura minore, una componente di ondulazione a frequenza *doppia* di quella di rete, nociva per l'uti-

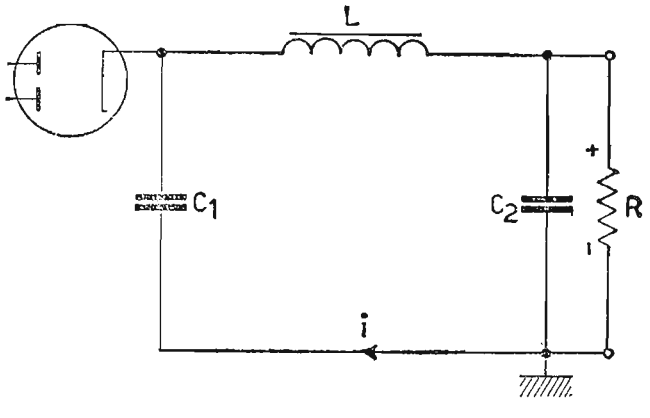


Fig. 14. – Esempio di filtro ad ingresso capacitivo.

lizzatore. Per rendere minima detta componente di ronzio, si interpone fra il condensatore sul catodo e il carico, una cellula del tipo *LC* od *RC* viste precedentemente nel caso *a*) e *b*) di fig. 10 con i noti vantaggi. Il circuito così ottenuto viene chiamato «*filtro passa-basso ad ingresso capacitivo*», ed è rappresentato in fig. 14. Omettiamo ovviamente il diagramma relativo

alla tensione d'uscita, essa si avvicinerà tanto più al valore massimo della componente alternativa raddrizzata, quanto migliore è il dimensionamento del filtro stesso.

Facciamo notare che, siccome durante il funzionamento di questo circuito circolano soltanto guizzi di corrente di breve durata e di grande intensità, la sua adozione si sconsiglia per i raddrizzatori a gas (vapori di mercurio, ecc.) data la loro bassa resistenza interna, mentre viene impiegato quasi esclusivamente per i raddrizzatori a vuoto nei circuiti per il raddrizzamento a semplice o a doppia semionda. Il condensatore C_1 deve essere mantenuto entro valori modesti di capacità, mediamente $4 \div 8 \mu F$, mentre C_2 può anche superare detti valori limiti, essendo ubicato oltre l'induttanza. Nella fig. 15 sono rappresentate le caratteristiche di funzionamento per il doppio diodo a vuoto 6X5 con previsto filtro di livellamento ad ingresso induttivo o ad ingresso capacitivo. Le curve relative al filtro con ingresso induttivo, mettono in evidenza una minore tensione di uscita, rispetto l'altro tipo di filtro, ma una maggiore costanza della tensione d'uscita al variare della corrente richiesta dal carico.

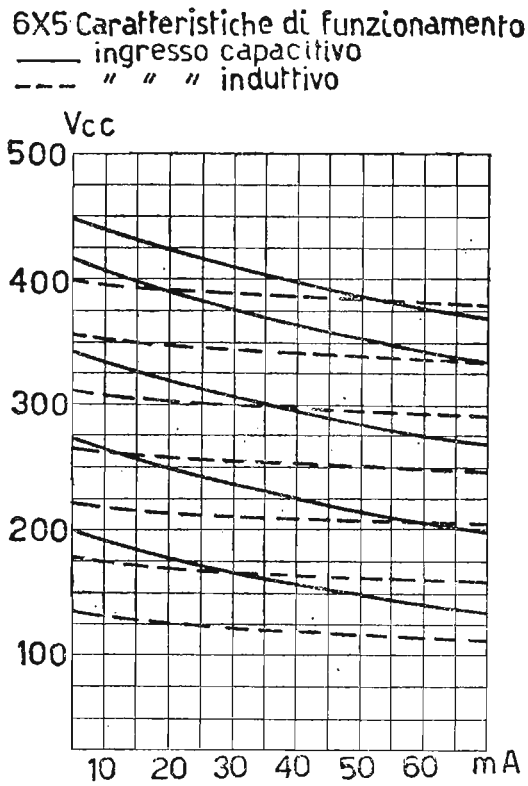


Fig. 15. – Andamento della tensione anodica in funzione della corrente anodica per il doppio diodo 6X5 collegato con filtro ad ingresso capacitivo od induttivo.

All'inizio del capitolo abbiamo accennato alla possibilità di prelevare dall'alimentatore anodico anche una componente continua *negativa* per la eventuale polarizzazione delle griglie controllo. Nella fig. 16 è rappresentato lo schema completo di un alimentatore anodico, provvisto anche della suaccennata tensione. Esso è un esempio di alimentatore frequentemente impiegato. Da notare l'impiego di *condensatori elettrolitici* per il filtro di livellamento, data la loro grande capacità e il loro minimo ingombro. Se desideriamo ottenere una tensione negativa della stessa entità di quella positiva, è sufficiente invertire i collegamenti dei due diodi raddrizzatori, ossia dopo aver collegate assieme le due placche prelevare la tensione dalle stesse anziché dal catodo. In questo modo si realizza però un raddrizzatore a una semionda.

4. Moltiplicatori di tensione.

Per poter ottenere una tensione continua di valore piuttosto elevato, partendo dalla tensione di rete, senza servirsi del normale circuito dell'alimentatore anodico di fig. 16, si sono studiati particolari circuiti chiamati *moltiplicatori di tensione.* Essi si suddividono normalmente in tre tipi solitamente impiegati e denominati, per la loro funzione: *duplicatore*, *triplicatore* e *quadruplicatore* di tensione.

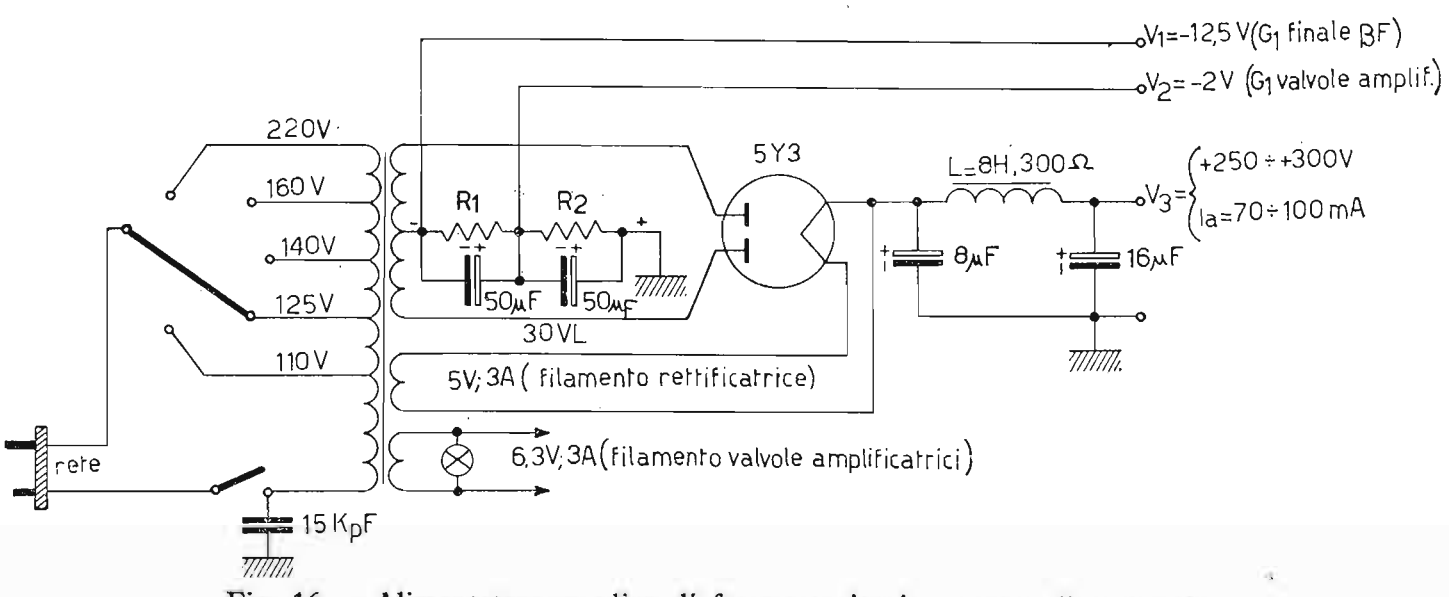


Fig. 16. – Alimentatore anodico di frequente impiego per radioapparati.

Naturalmente si possono raggiungere valori più elevati di tale moltiplicazione, ma non conviene spingersi oltre con questi tipi di circuiti, in quanto nascono gravi problemi d'isolamento per i singoli componenti.

Esaminiamo separatamente i tre casi.

a) Duplicatore di tensione. – È il circuito più comunemente impiegato, allorché si deve alimentare un radioricevitore, quando esistono problemi di economia e di ingombro. Infatti, con questo circuito si può omettere il trasformatore di alimentazione, collegando il circuito direttamente alla presa di rete. L'unico inconveniente è l'impiego di due diodi separati ed indipendenti fra di loro, che, però, possono trovare posto anche nello stesso bulbo, come, ad esempio, il doppio diodo 6*AW*5 espressamente costruito. Il circuito relativo è rappresentato nella fig. 17. In esso, il diodo 1, per effetto della carica al valore massimo di C_1, si trova ai suoi capi (A e B) una tensione che varia fra zero e il doppio della tensione massima di rete. Approfitta di questa situazione il diodo 2 per caricare il condensatore C_2 al doppio del valore massimo. Questo tipo di duplicatore ha il vantaggio di avere il carico con estremo in *comune* alla rete di alimentazione e, quindi,

permette di evitare il trasformatore intermedio fra alimentazione e circuito. L'onda duplicata ai capi del carico è di tipo *monoplacca* per cui occorre un filtro energico per il suo livellamento prima del carico stesso.

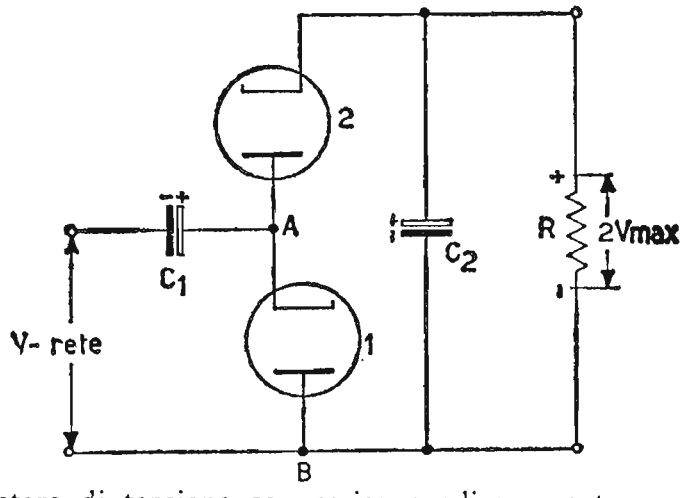


Fig. 17. – Duplicatore di tensione con carico anodico, avente un punto in comune alla rete.

Un altro *duplicatore di tensione* è rappresentato nella fig. 18.

In questo caso la semionda positiva, partendo dal morsetto superiore passa attraverso il diodo 1 carica al valore massimo C_1 e, quindi, si chiude con il generatore. La semionda negativa percorre, invece, il tubo 2 e,

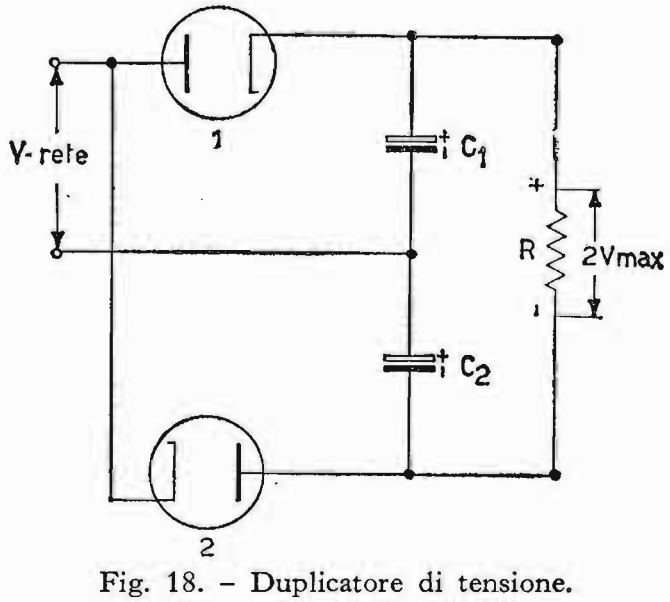


Fig. 18. – Duplicatore di tensione.

caricando C_2 al valore massimo, secondo le polarità indicate in figura si chiude con il generatore. Le due tensioni massime si trovano fra loro in serie, e, quindi la tensione totale all'uscita del duplicatore, trascurando le perdite nei diodi, è uguale a $2V_{max}$. In presenza di carico anodico il valore massimo diminuisce e si fa strada sul carico stesso una componente di

ondulazione a frequenza *doppia* di quella di rete da eliminare, anche per questo circuito, mediante un filtro di livellamento. In tutti i modi la componente continua si mantiene egualmente elevata. Mentre questo circuito presenta sul primo il vantaggio di avere all'uscita una componente di ronzio a frequenza doppia di quella di rete, ha lo svantaggio di non potere collegare un capo della rete di alimentazione al carico, in quanto il circuito in c. a. risulta isolato da quello in c. c. Si ovvia a questo inconveniente interponendo un trasformatore di alimentazione fra la rete e il circuito duplicatore.

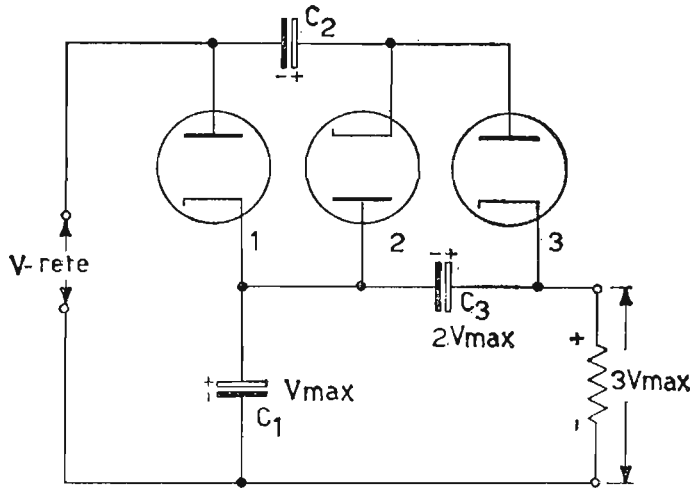


Fig. 19. – Triplicatore di tensione.

b) Triplicatore di tensione. – Questo tipo di circuito è raramente impiegato perché presenta una forte componente di ronzio ai capi del carico. La fig. 19 rappresenta lo schema elettrico del triplicatore di tensione. In esso, durante la semionda positiva il condensatore C_1 si carica, attraverso il diodo 1, al valore massimo della tensione di rete. La semionda negativa, per effetto della C_1, carica C_2 attraverso il diodo 2 a $2V_{max}$. Nella successiva semionda positiva conduce il diodo 3, che provvede, caricando C_3 a $2V_{max}$ (tensione presente ai capi di C_2) a stabilire ai capi del carico un potenziale pari a $3V_{max}$. Sia la rete che il circuito hanno un estremo in comune. Naturalmente l'isolamento dei condensatori C_2 e C_3 deve essere proporzionato alle tensioni in giuoco.

c) Quadruplicatore di tensione. – Questo circuito come anche il triplicatore di tensione, viene impiegato, di solito, per l'alimentazione degli elettrodi dei tubi a raggi catodici per oscilloscopi, dove, cioè, alta è la tensione che si desidera e bassa è la corrente che si richiede (qualche mA). Data l'elevata tensione a cui sono sottoposti i catodi dei diodi a vuoto, rispetto il filamento, nasce il problema dell'isolamento del loro filamento

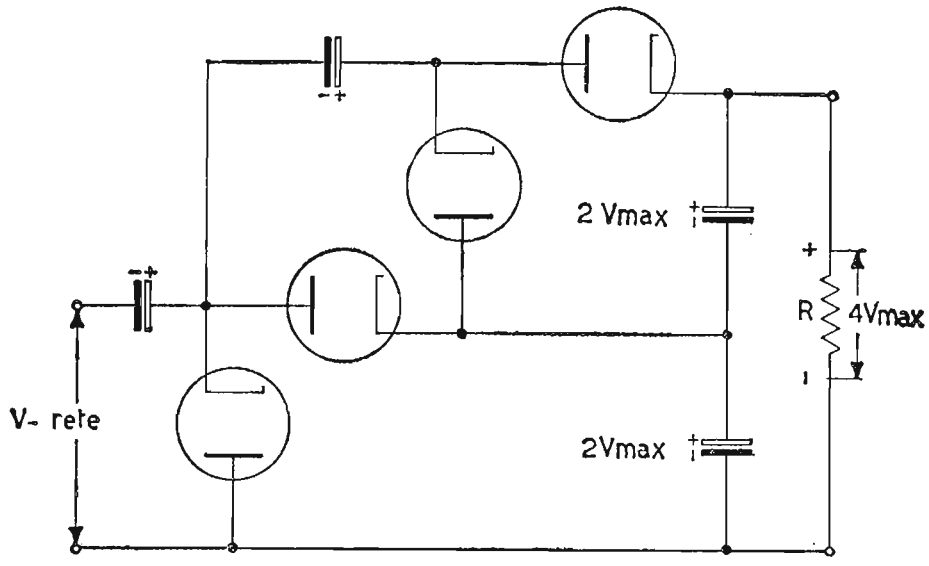


Fig. 20. – Quadruplicatore di tensione.

da terra. Per sanare l'inconveniente si impiegano, come tubi raddrizzatori, dei diodi al germanio o al silicio, i quali, come già si è detto, non abbisognano dei filamenti. Lo schema elettrico del circuito in discorso è rappresentato in fig. 20.

Il funzionamento è molto evidente: infatti, si può notare l'impiego di

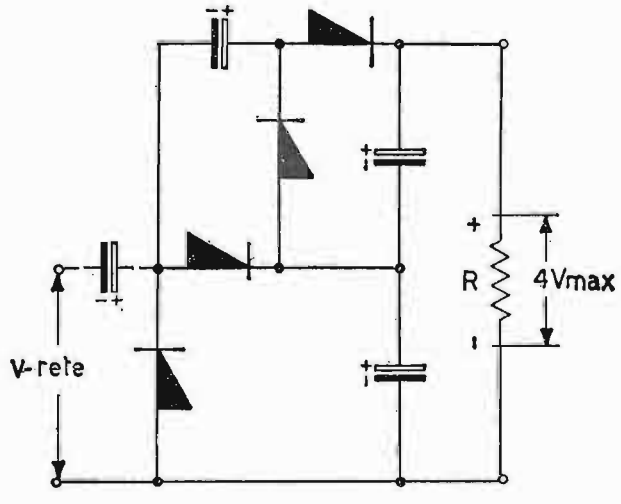


Fig. 21. – Quadruplicatore di tensione con diodi al germanio o al silicio.

due duplicatori di tensione collegati fra loro in modo da sommare le loro tensioni d'uscita. In questo circuito bisogna porre attenzione all'isolamento dei condensatori elettrolitici del filtro di livellamento, dato l'elevato potenziale della tensione di uscita. Nella fig. 21 è rappresentato lo schema dello stesso *quadruplicatore di tensione*, esso impiega come elementi per il raddrizzamento, diodi al germanio o al silicio.

Giunti a tal punto, possiamo concludere l'argomento dei moltiplicatori di tensione, ricavando un circuito generale, capace di moltiplicare la tensione di rete per un fattore intero qualsiasi. Indicando con *n* il numero di volte che si vuole moltiplicare il valore massimo della tensione di rete, il numero dei diodi da impiegare è pari ad *n* stesso. Il circuito generale è quello rappresentato in fig. 22.

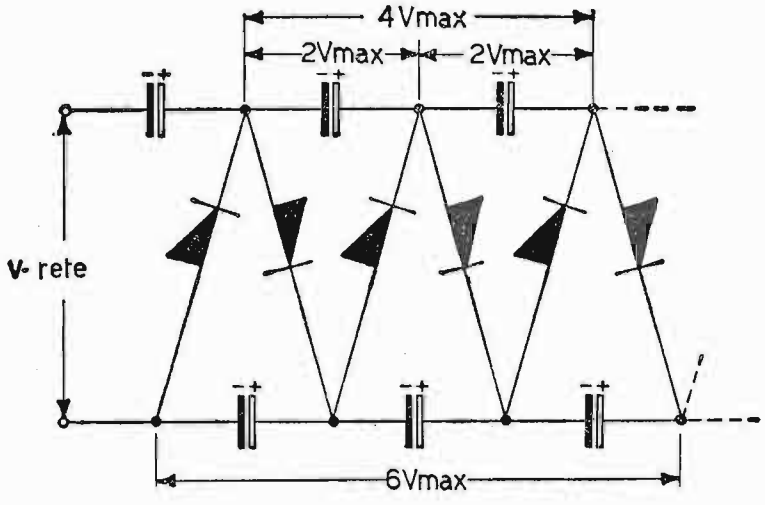


Fig. 22. – Moltiplicatore di tensione con *n* elementi, per ottenere una tensione *n* volte il valore max di rete.

5. Convertitore c. c. - c. c. con vibratore a lamelle.

Per ottenere un'alta tensione continua (250 ÷ 400*V*) per l'alimentazione di radioricevitori, amplificatori, piccoli trasmettitori installati a bordo di automobili, aeroplani, ecc, partendo da una batteria di accumulatori a bassa tensione, si fa uso di *rettificatori non termoelettronici* ossia di *vibratori a lamelle*. Essi hanno la possibilità di trasformare la tensione continua della batteria in tensione alternata (di forma quasi trapezoidale), la quale, opportunamente elevata da un trasformatore, può essere rettificata e livellata, raggiungendo il valore di tensione continua richiesto. Per questi circuiti distinguiamo due realizzazioni diverse, ossia: con l'impiego di *vibratori non sincroni* e *vibratori sincroni*. Il circuito caratteristico dovuto al primo tipo è quello di fig. 23. Il principio di funzionamento è il seguente: la linguetta sollecitata dall'elettromagnete collegato alla batteria vibra alla propria frequenza di risonanza meccanica (90 ÷ 150 *Hz*) e fa scorrere alternativamente nella prima e nella seconda metà del primario del trasformatore una corrente fornita dalla batteria stessa. Questi guizzi di corrente generano ai capi delle spire interessate, alternativamente una fem di auto induzione di un segno e di un segno opposto. Questa viene trasferita sul

secondario con valore dipendente sia dalla tensione di batteria, sia dal rapporto di trasformazione. La tensione alternativa viene poi raddrizzata ed opportunamente livellata. Durante il funzionamento, a causa delle *vibrazioni della lamina*, nascono scintillii nei contatti metallici; siccome la loro presenza comporterebbe disturbi nella ricezione, essi vengono eliminati sia attraverso la resistenza R e il condensatore C_2, in serie fra loro, ai capi del circuito secondario; sia dai filtri RF (L — C_1) ed (L_2 — C_3 — C_4) previsti fra la batteria e il centro del primario del trasformatore all'uscita

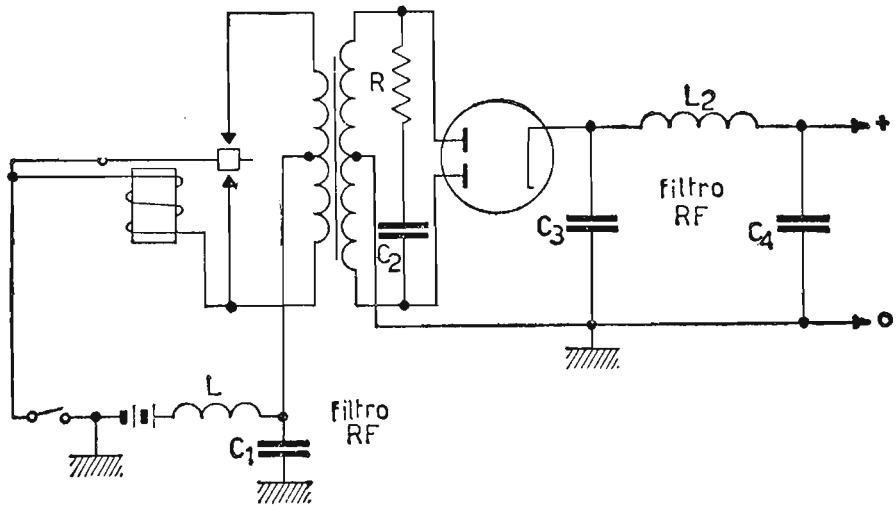


Fig. 23. – Alimentatore con vibratore non sincrono.

del raddrizzatore. L'elettromagnete è collegato in modo da attirare la linguetta metallica, allorché si magnetizza il nucleo. Contemporaneamente essa cortocircuitando l'avvolgimento dell'elettromagnete ne causa la smagnetizzazione. Di conseguenza l'elettromagnete abbandona la lamina per attirarla un istante dopo, quando, aprendosi il contatto, il nucleo si ritorna a magnetizzare. Naturalmente con questo tipo di *vibratore* occorre effettuare il raddrizzamento con tubi elettronici. Il secondo tipo di circuito impiegante il *vibratore sincrono* (fig. 24) fornisce sul secondario del trasformatore una grandezza pulsante raddrizzata e, quindi, pronta per il livellamento. Il *vibratore sincrono* elimina l'impiego di tubi raddrizzatori e la conseguente caduta di tensione in essi, per contro è molto più delicato del tipo precedente non *sincronizzato*, specialmente per l'operazione della messa a punto che di solito si effettua mediante l'oscilloscopio. Esso differisce dal *non sincrono* per avere altri due contatti collegati agli estremi del secondario del trasformatore che gli permettono di inviare sul medesimo una corrente pulsante, quindi, rettificata. Per ambedue i circuiti occorre lavorare sul trasformatore con *bassa induzione*, onde limitare lo scintillio ai contatti e schermare elet-

trostaticamente l'intero gruppo, compresi anche i condensatori e le bobine di filtro a RF, per evitare la propagazione della RF disturbo.

6. Stabilizzazione della tensione continua con tubi stabilovolt.

La tensione continua ottenuta coi vari metodi descritti: *alimentatore anodico, moltiplicatori di tensione, circuito a vibratore*, ecc., non è continuamente stabile nel tempo, ma è funzione delle variazioni, sia della tensione

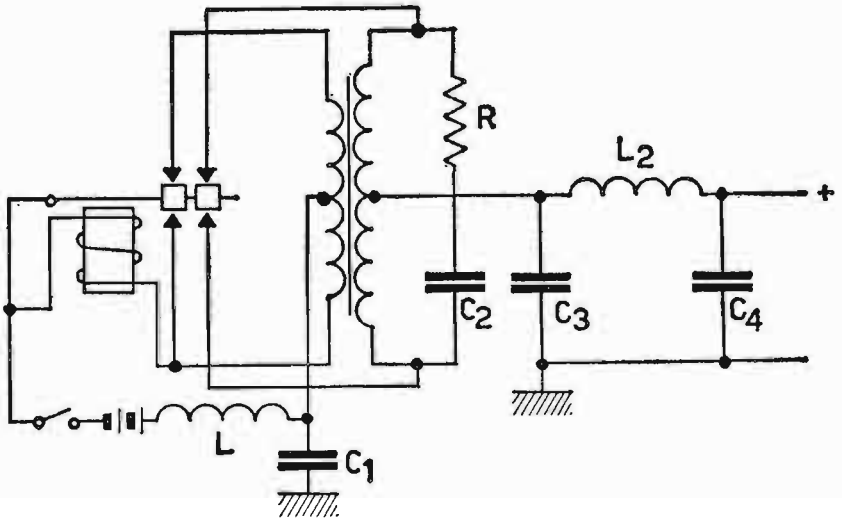


Fig. 24. – Alimentatore con vibratore sincrono.

di rete, sia del carico utile. Per rendere costante detta tensione, in presenza delle variazioni accennate, si provvede alla sua *stabilizzazione*. Esistono *alimentatori stabilizzati* con tensione all'uscita stabile oltre lo 0,1% per variazioni di rete anche del $\pm$ 20%. Naturalmente essi sono realizzati con circuiti complessi a diodi controllati elettronicamente. In questo paragrafo ci limitiamo a studiare un sistema di stabilizzazione molto semplice, ottenuto con *diodi a catodo freddo in atmosfera di neon.*

Questi tubi hanno la proprietà di mantenere la tensione costante ai loro capi, per una grande gamma di valori di corrente in essi circolante. Essi sono costituiti da due elettrodi (anodo e catodo), sistemati in un bulbo di vetro, internamente al quale è posto un gas, di solito, *neon*. A seconda della distanza e della forma degli elettrodi, del tipo di gas e della sua pressione, si fa in modo che essi abbiano la parte utile di caratteristica anodica, in corrispondenza alla tensione di lavoro, che si desidera stabilizzare. L'andamento della caratteristica anodica di un tubo al neon è rappresentata in fig. 25*a*), mentre in *b*), *c*), *d*) sono rappresentate le caratteristiche di alcuni *stabilovolt* di più frequente impiego, limitatamente alla zona di stabilizzazione.

La caratteristica anodica completa mette in evidenza alcuni punti salienti, ossia: la *tensione d'arco* o *di lavoro*, il cui valore si stabilisce quando fra catodo e anodo vi è la normale conduzione; *la tensione di innesco* (di solito essa assume valori del 20% superiori alla tensione di lavoro), che costituisce un valore *transitorio* per la valvola, ossia fra assenza e presenza di lavoro; infine *la corrente minima* per garantire il funzionamento del tubo e *massima* per l'integrità del tubo stesso. Il costruttore, di solito, fornendo le caratteristiche dei tubi, evita la parte di curva comprendente la *tensione d'innesco*,

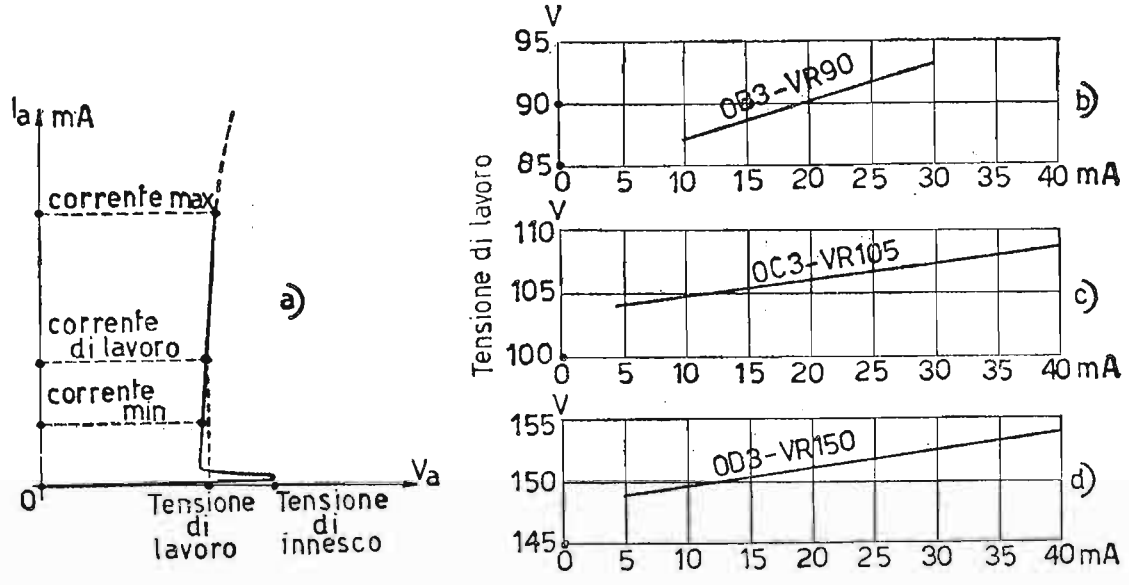


Fig. 25. – *a*) Caratteristica generale di un tubo stabilovolt; *b*), *c*), *d*) zona di lavoro per tubi di tipo commerciale.

come si può osservare dalla fig. 25*b*), *c*), *d*). Il circuito di stabilizzazione è rappresentato in fig. 26 dove oltre al tubo al neon e al carico utile R_u, si può notare una resistenza R di protezione del tubo, che *assorbe* qualsiasi fluttuazione della tensione fornita dal filtro di livellamento. Il valore della resistenza R viene scelto in base alla caduta di tensione $V - V_u$ eccedente ai capi del tubo, ma di valore opportuno per garantire l'innesco del tubo stabilizzatore. Se ad esempio utilizziamo la valvola *OD*3 (*VR*150) ed abbiamo a disposizione dell'alimentatore anodico 250 volt, la resistenza R viene scelta in modo da non far circolare oltre 40 *mA* nel tubo (corrente massima), allorché si preveda l'interruzione del carico; per cui:

$$R = \frac{V - V_u}{I_{a\,max}} = \frac{100}{40 \cdot 10^{-3}} = 2500\ \Omega.$$

Per un buon funzionamento del circuito stabilizzatore il carico non deve assorbire più di 30 *mA* (5000Ω minimi) altrimenti si andrebbe al disotto

della corrente minima con il rischio di disinnescare il tubo stesso. La resistenza anodica del tubo stabilovolt nella zona di lavoro è molto bassa (1/100 circa di R), per cui l'aumento del potenziale causato, ad esempio, dalla rete, *si distribuisce in modo direttamente proporzionale alle due resistenze*. In questo modo, mentre il tubo assorbe tutta la corrente eccedente nel carico utile, la resistenza R essendo percorsa, durante la stabilizzazione, da una corrente maggiore, assorbe di conseguenza quasi totalmente l'aumento del potenziale e, quindi, ai capi dell'utilizzatore la tensione rimane

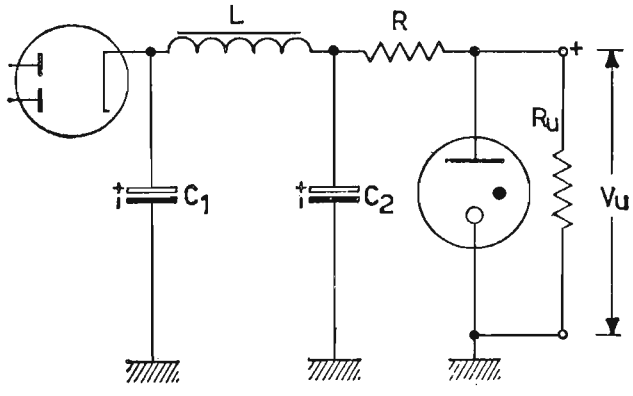


Fig. 26. – Alimentatore anodico con circuito di stabilizzazione della tensione ai capi del carico R_U.

pressoché costante. Volendo ottenere varie tensioni stabilizzate, si può ricorrere a *tubi stabilizzatori a più elettrodi*; mentre se un solo tubo non è sufficiente per stabilizzare la tensione voluta, si dispongono in serie tra loro più tubi, aventi le stesse caratteristiche, fino a raggiungere il potenziale di stabilizzazione desiderato.

7. Stabilizzazione della tensione continua con diodi Zener.

Per gli alimentatori di circuiti impieganti transistori si ottiene una sufficiente stabilizzazione della tensione continua d'uscita mediante i diodi *Zener*. L'effetto della stabilizzazione è analoga a quella del tubo stabilovolt. La fig. 27 rappresenta in *a*) il circuito di stabilizzazione. Questo circuito segue il filtro di livellamento dell'alimentatore. Nel grafico di fig. 27 *b* è visibile in particolare la caratteristica anodica inversa del diodo. Nelle condizioni normali di funzionamento la tensione d'ingresso al circuito di stabilizzazione V_e manifesta ai capi del diodo Zener e, quindi, del carico R_c una tensione V_u, determinata dal punto A di incrocio della caratteristica di lavoro con la retta di carico dovuta alla resistenza R. Se la tensione di ingresso per un qualsiasi fenomeno aumenta il suo valore,

raggiungendo quello V'_e notevolmente superiore del precedente V_e, la corrente nel diodo aumenta rapidamente dal valore $-I_{a1}$ a quello $-I_{a2}$ dovuto al nuovo punto di funzionamento A'. All'aumento ΔV_e della tensione di entrata corrisponde un lievissimo incremento ΔV_c ai capi del diodo Zener e quindi ai capi del carico utile, in quanto l'aumento di tensione ΔV_e e quindi di corrente ha interessato la caratteristica del diodo Zener nella zona di massima pendenza. L'effettivo aumento di tensione

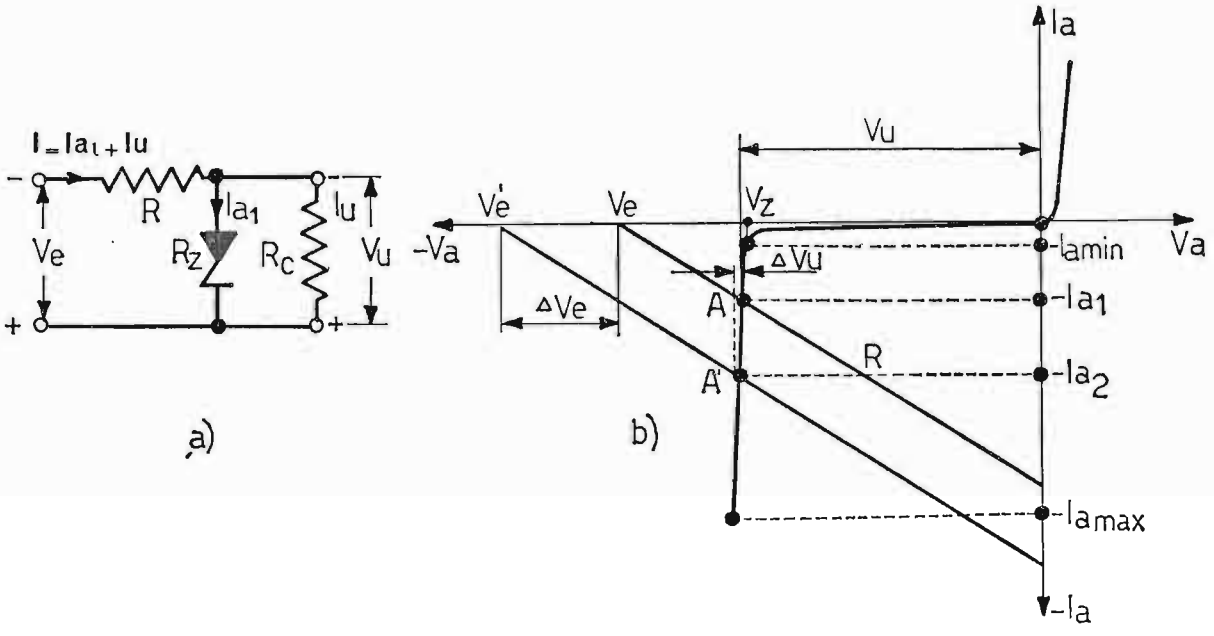
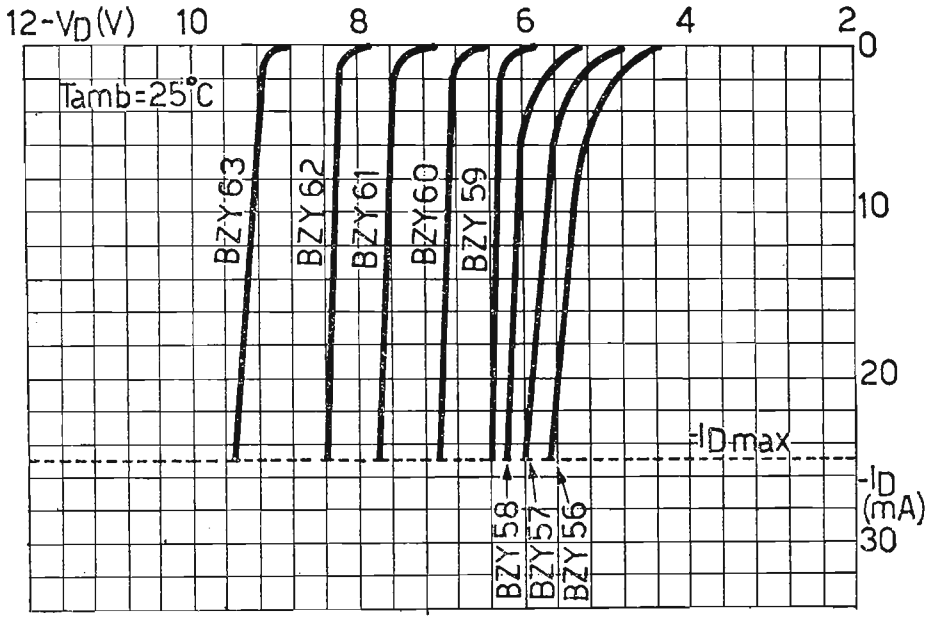
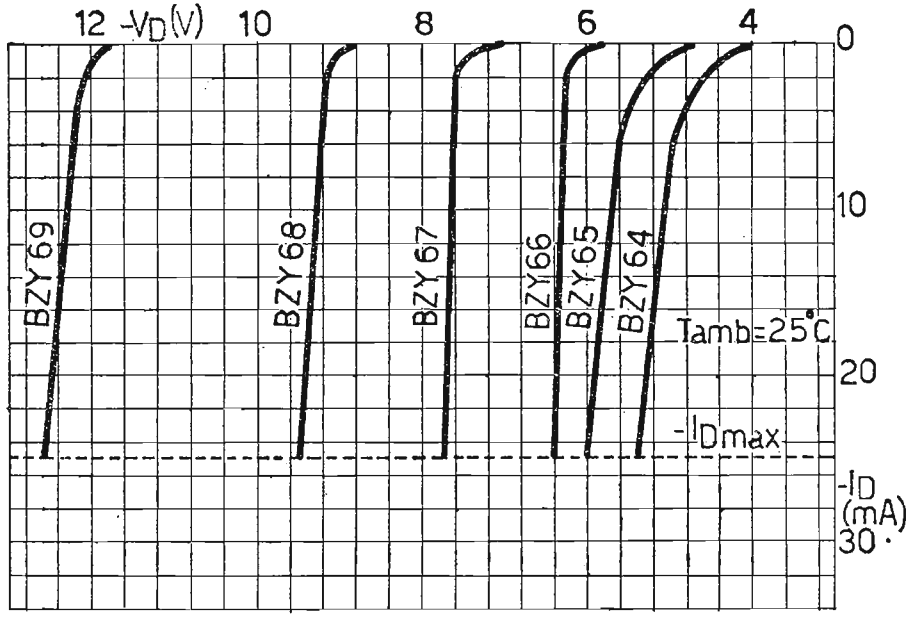


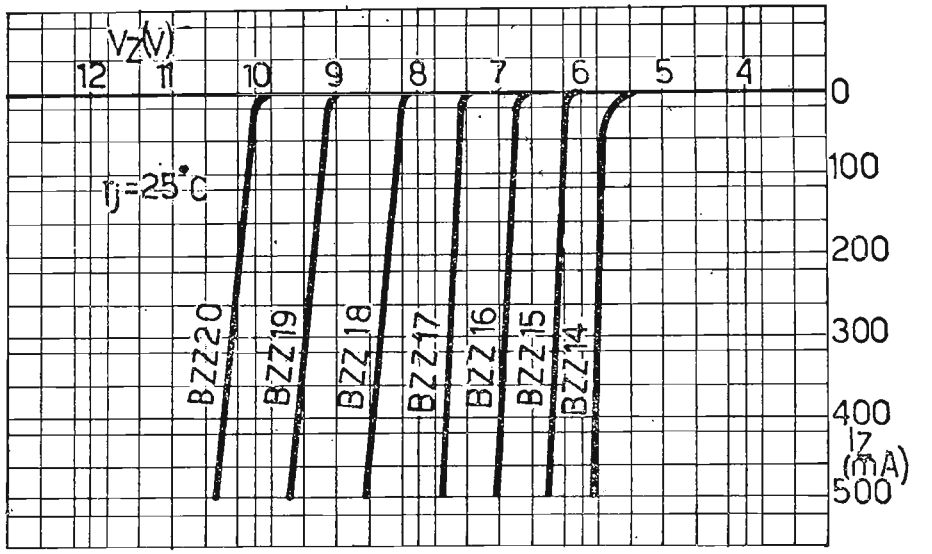
Fig. 27. – *a*) Circuito di stabilizzazione della tensione continua negativa, mediante un diodo Zener; *b*) caratteristica di lavoro del diodo Zener e studio grafico della stabilizzazione.

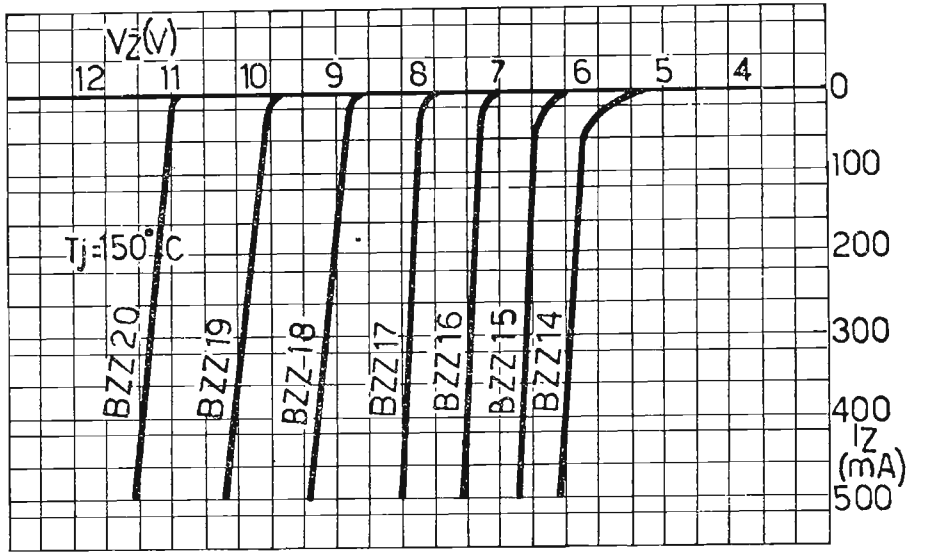
$\Delta V_e = V'_e - V_e$ si stabilisce quasi totalmente ai capi del resistore R in serie al diodo stabilizzatore. Volendo ottenere varie tensioni stabilizzate, si possono mettere in serie fra loro più diodi Zener, aventi le stesse caratteristiche fino a raggiungere il massimo valore di tensione disponibile. I sistemi di stabilizzazione a diodo stabilovolt per gli alimentatori per i tubi elettronici e a diodo Zener per gli alimentatori per transistori, pur fornendo buoni risultati, sono limitati nell'impiego, sia perché offrono tensioni stabilizzate di valore costante, (o a più valori costanti), sia per la scarsa potenza elettrica che essi possono fornire all'utilizzatore. Richiedendo tensioni stabilizzate variabili in ampiezza linearmente con potenze superiori si ricorre agli alimentatori stabilizzati per circuiti a valvole e per circuiti a transistori i quali hanno, naturalmente, rispetto i precedenti, caratteristiche nettamente superiori. Data la complessità dell'argomento, gli alimentatori stabilizzati per valvole e per transistori non verranno trattati in questa sede. Nella fig. 28 sono rappresentate le carat-





a)





b)

Fig. 28. – Rappresentazione di caratteristiche di lavoro di diodi Zener a basse e a medie potenze.

teristiche di lavoro dei diodi Zener al silicio da *BZY* 56 a *BZY* 69 per basse potenze e da *BZZ* 14 a *BZZ* 20 per medie potenze. Queste ultime caratteristiche sono date alla temperatura di 25° e 150° centigradi.

8. **Alimentatori per transistori.**

L'enorme impiego dei transistori nei radioapparati ha portato a studiare gli alimentatori a loro più adatti. Infatti, le pile e gli accumulatori, troppo costosi, pesanti ed ingombranti, male si prestano ad alimentare le apparecchiature a transistori, anche in funzione della loro continua manutenzione, per quanto riguarda gli accumulatori e la continua sostituzione per quanto riguarda le pile. Allora si è ricorsi alla corrente alternata (specialmente per le apparecchiature a transistori che lavorano in un posto stazionario), prevedendo naturalmente la conversione della c. a. in c. c., mediante sistemi di raddrizzamento e di livellamento non disgiunti da sistemi di stabilizzazione, ove occorra. D'altronde mentre i tubi elettronici abbisognano, come abbiamo visto nel primo paragrafo, di una tensione continua di alta tensione da 250 ÷ 400 volt e di una tensione alternata di basso voltaggio per i loro filamenti, i transistori vengono alimentati unicamente da una tensione continua di basso valore, mediamente da 6 ÷ 40 volt. È molto importante che gli alimentatori per transistori abbiano una tensione d'uscita molto stabile: al variare del carico, infatti, una tensione *troppo bassa* può compromettere il funzionamento del transistore, mentre *troppo alta* compromette la vita del transistore stesso. Per gli alimentatori, in discorso, vengono impiegati di regola diodi raddrizzatori al silicio collegati a ponte, i quali sopportano una corrente maggiore dei diodi a vuoto, hanno una caduta interna trascurabile e non abbisognano di tensioni ausiliarie, come i diodi a vuoto, per l'alimentazione dei loro filamenti. Il filtraggio può essere ottenuto con un filtro di livellamento di tipo classico ad ingresso capacitivo ad *LC* o ad *RC*, impiegante naturalmente forti capacità, dell'ordine di 1000 ÷ 2000 μF data la discreta corrente che si richiede a tale filtro e dato il basso valore dell'induttanza per bassa caduta interna nell'alimentatore. Ciò rende, il più possibile, la tensione d'uscita indipendente dalle variazioni del carico. Nella fig. 29 riportiamo un alimentatore per circuiti a transistori. Alle volte, per piccole potenze richieste all'alimentatore, può mancare l'induttanza (o la resistenza) limitando il sistema di livellamento alla sola capacità, ovviamente di grande valore (≅ 2000 μF). La tensione di uscita, il cui valore è stabilito dal circuito da alimentare, può essere positiva o negativa, a seconda dei tipi di transistori impiegati,

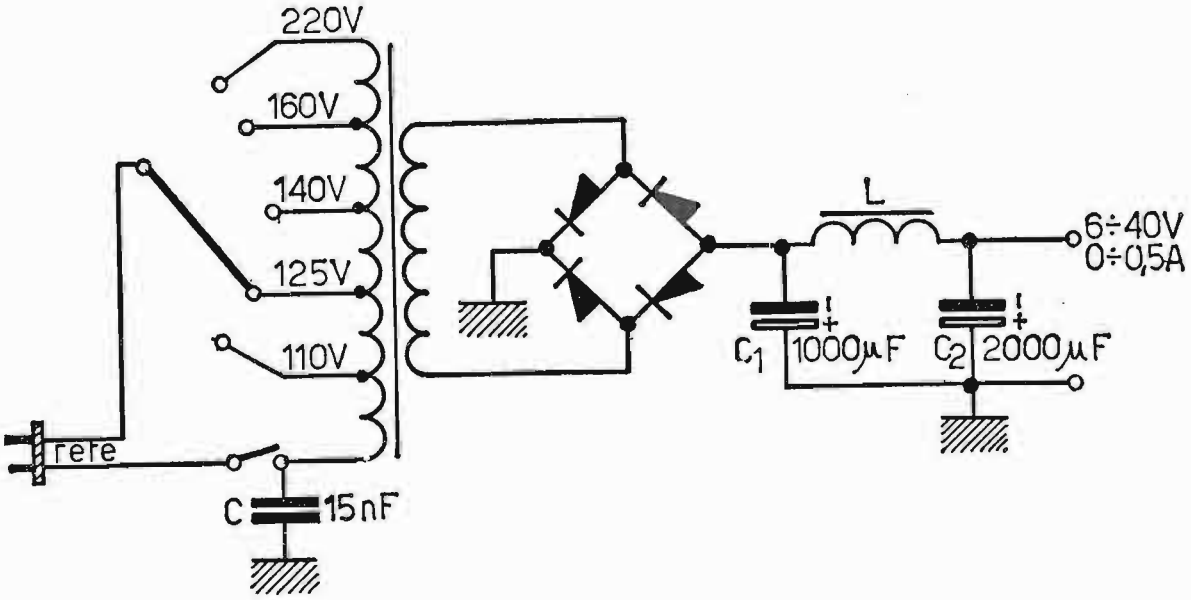


Fig. 29. – Circuito di un semplice alimentatore di bassa tensione continua negativa per transistori di tipo *PNP*.

rispettivamente *NPN* o *PNP*. Il circuito di fig. 29 prevede all'uscita la tensione negativa, ossia prevede di alimentare circuiti con transistori di tipo *PNP*.

9. Alimentatore con filtro di livellamento a transistore.

Quando si richiede all'alimentatore per transistori una notevole corrente con tensione d'uscita ben livellata, anziché ricorrere a filtri di livellamento di tipo tradizionale, che comporterebbero elevati valori dei componenti L e C, e di conseguenza notevoli costo ed ingombro, si ricorre generalmente ai filtri di livellamento a transistore. Il principio di funzionamento è indicato nella fig. 30*a*) e *b*). La tensione scarsamente livellata $V_1 \pm e_r$ è applicata al circuito di collettore. Mentre la tensione V_1 rappresenta il valore medio della componente continua, raddrizzata e lievemente livellata, quella e_r rappresenta la componente residua di ronzio che le si sovrappone. Alla base viene fornita una componente continua V_2 di piccola entità e adatta per ottenere una certa corrente di base costante. Tale tensione vuole ben filtrata e viene solitamente ottenuta dall'alimentatore stesso, ossia dalla tensione $V_1 \pm e_r$ con l'aggiunta di qualche cellula di livellamento ed eventualmente di un partitore di tensione. Dal grafico di fig. 30*b* si può notare che, lavorando la tensione di ronzio e_r, ad opera di V_1, in una zona della caratteristica $I_C = f(V_C)$ del transistore, dove la corrente di collettore è praticamente indipendente dalla tensione di collettore; il valore della corrente di collettore risulta poco influenzato dalla

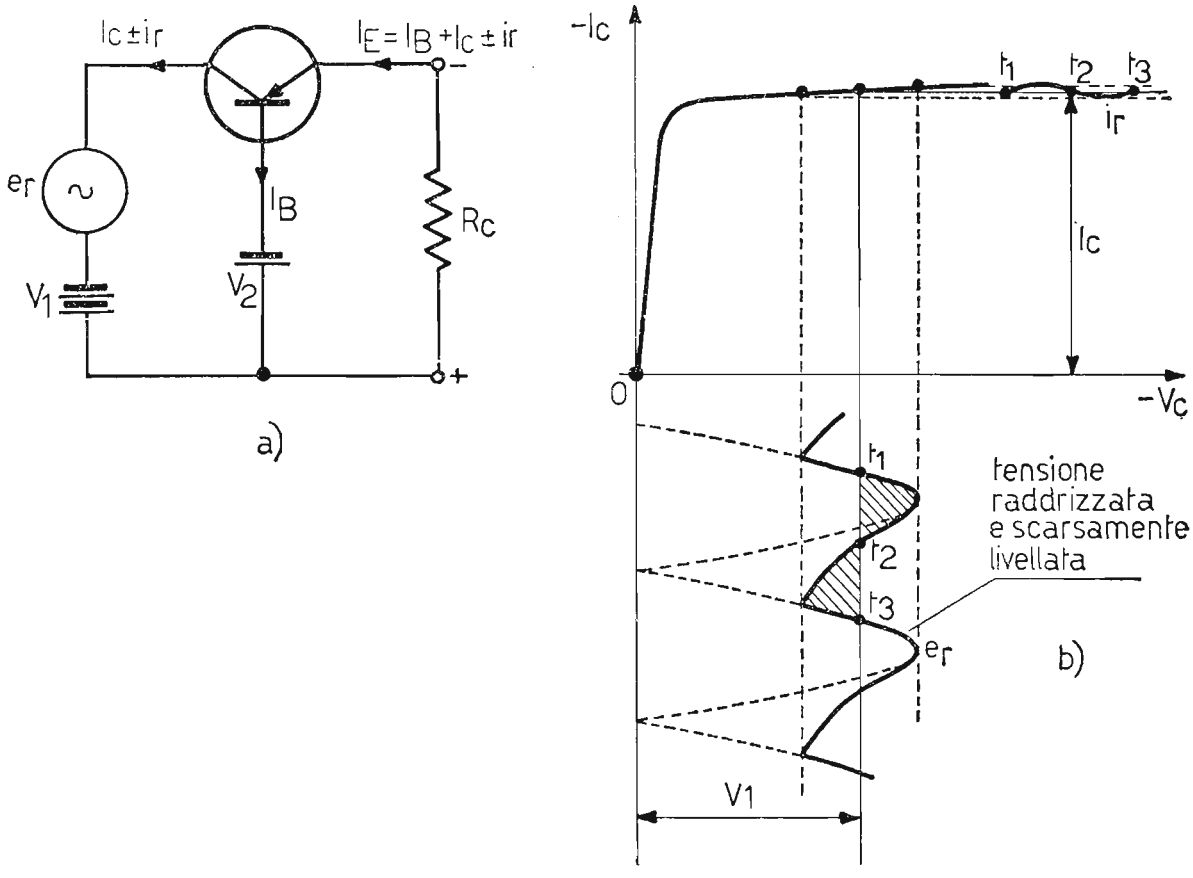
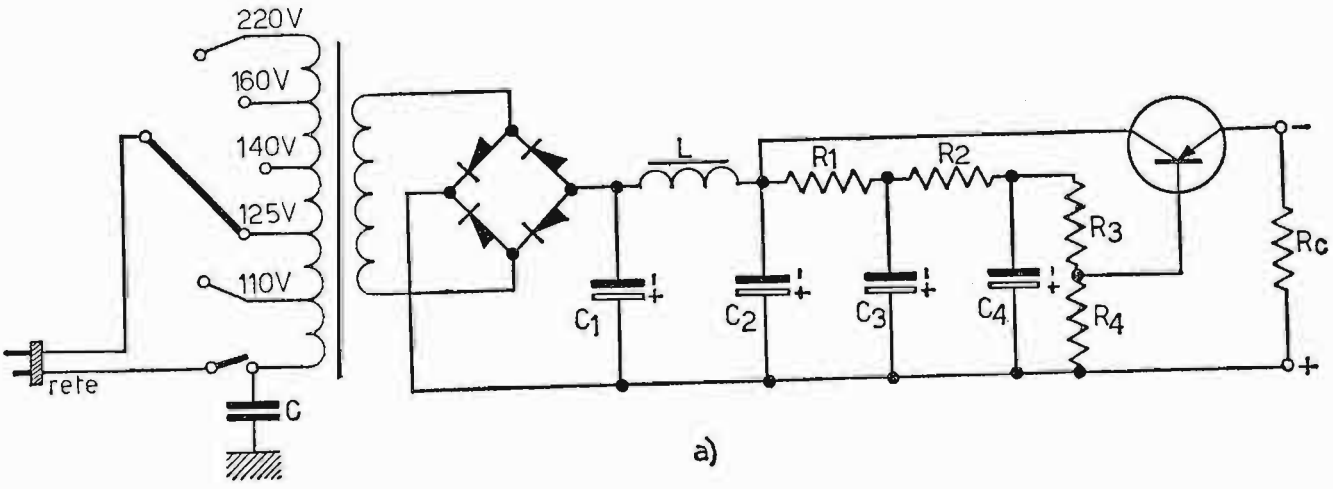


Fig. 30. – Livellamento della tensione raddrizzata con filtro a transistore. *a*) Circuito di principio; *b*) verifica grafica del funzionamento del filtro a transistore, alimentato da una tensione scarsamente livellata.

ensione di ronzio. D'altronde, sapendo che in ogni istante, la corrente di emettitore è fornita dall'espressione:

$$I_E = I_B + I_C \pm i_r$$

dove I_B e I_C sono completamente continue, si può desumere, dato il piccolissimo valore della i_r che la corrente che circola nel carico R_c è *notevolmente filtrata*. Allo scopo si impiegano transistori adatti per la potenza richiesta dal carico. Nella fig. 31*a*) e *b*) sono rappresentati due esempi di alimentatori per transistori impieganti un filtro di livellamento a transistore. In *a*) si usa un circuito a ponte e parziale livellamento, mediante il filtro *LC* prima del filtro a transistore. In *b*) si usa un circuito adatto per potenze inferiori, in cui il raddrizzamento impiega due soli diodi, perché il secondario del trasformatore è a presa centrale, il livellamento è dovuto quasi esclusivamente al transistore e ai condensatori C_1 e C_2, il cui valore è rispettivamente dell'ordine di 2500 μF e 1000 μF e isolamento appropriato.



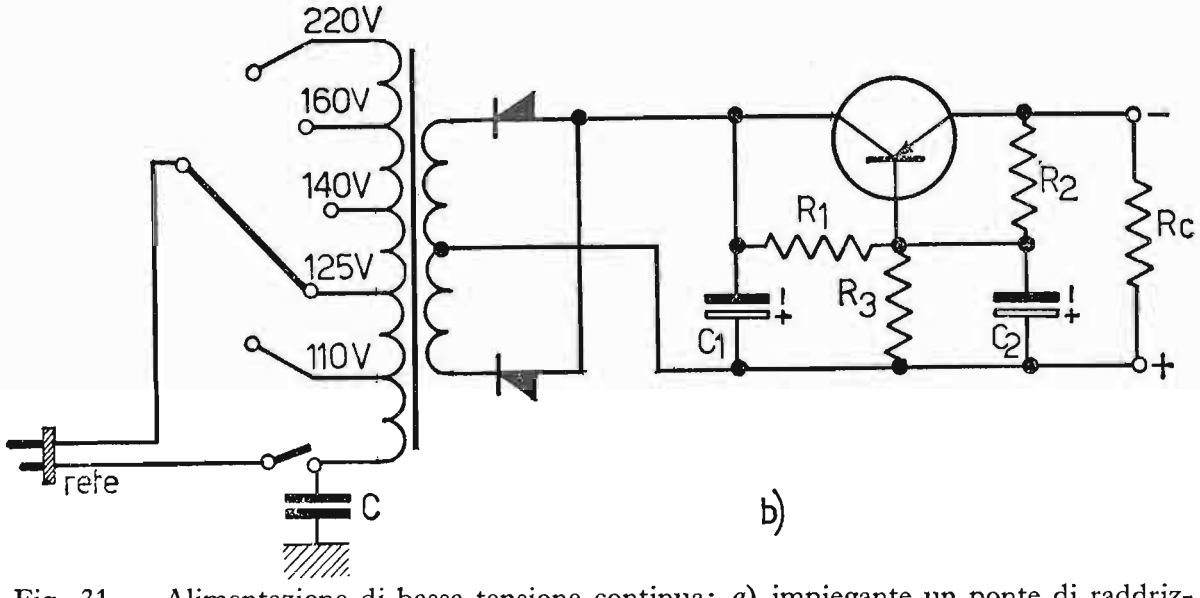


Fig. 31. – Alimentazione di bassa tensione continua; *a*) impiegante un ponte di raddrizzatori e dopo parziale livellamento un filtro a transistore; *b*) impiegante due soli diodi e livellamento unicamente a transistore.

10. **Convertitore c. c. – c. c. con transistori.**

Per ottenere da tensioni continue a basso voltaggio (6 ÷ 12 volt) tensioni continue a voltaggio più elevato (200 ÷ 400 volt), abbiamo visto nel paragrafo 5 impiegare i vibratori meccanici a lamelle. Tali vibratori

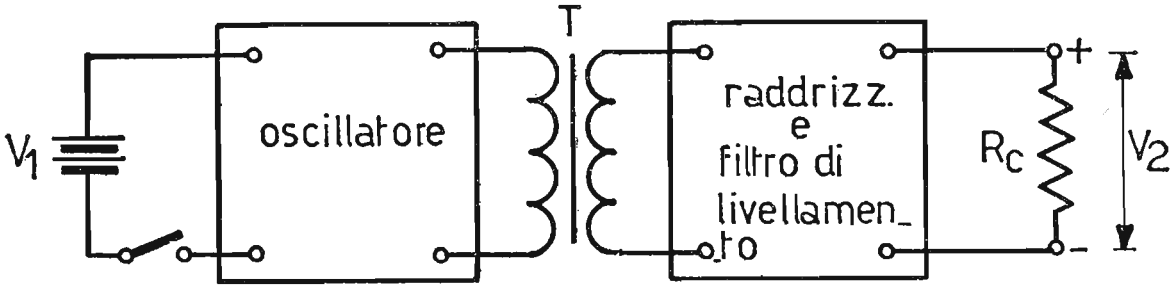


Fig. 32. – Circuito a blocchi di principio di un convertitore c.c. - c.c. a transistori.

sono stati quasi totalmente sostituiti in seguito all'avvento dei transistori, i quali hanno permesso di costruire convertitori c. c. — c. c. con notevoli vantaggi. Lo schema di principio di un convertitore c. c. — c. c. a transistore, avente $V_2 > V_1$ è rappresentato nella fig. 32. Esso consiste essenzialmente di una sorgente di c. c. (pile o accumulatori); di un oscillatore bilanciato a due transistori; di un trasformatore avente determinate caratteristiche; del complesso raddrizzamento e livellamento. Ai capi del carico

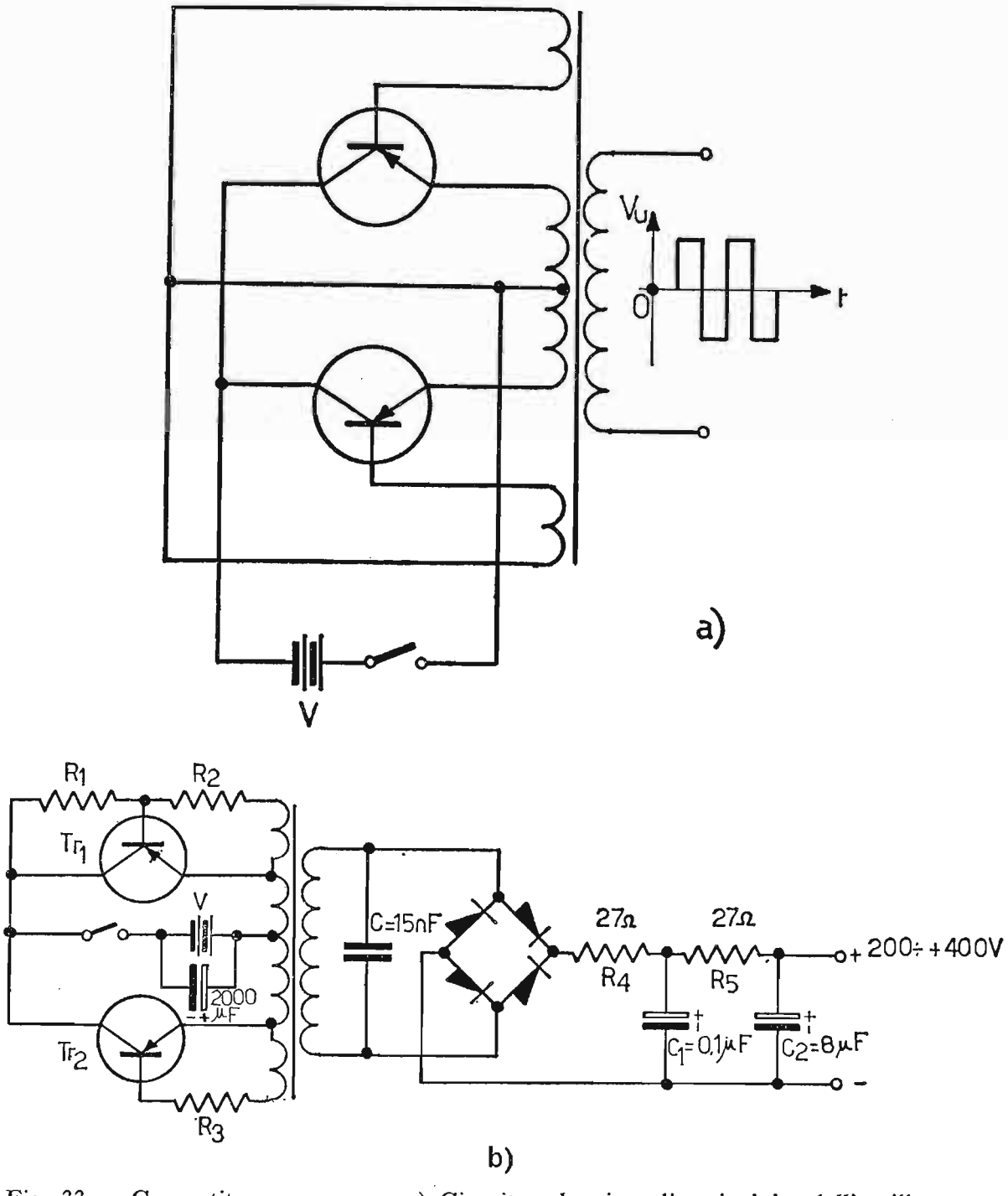


Fig. 33. – Convertitore c.c. - c.c.: *a*) Circuito elettrico di principio dell'oscillatore e prelievo della tensione alternativa; *b*) realizzazione del circuito elettrico di impiego.

R la tensione continua V_2 è dell'ordine di 200 ÷ 400 volt. La frequenza dell'oscillatore è dell'ordine di 300 ÷ 500 Hz, ma può salire anche verso il migliaio di Hz. Tale frequenza permette di ridurre i valori dei condensatori di filtro, rispetto quelli impiegati alla frequenza di 50 Hz. Viene inoltre eliminata l'impedenza di filtro dal circuito di livellamento, dato che la forma d'onda alternativa generata dall'oscillatore e che alimenta il ponte di raddrizzatori è quasi rettangolare. Nella fig. 33 è rappresentato in *a*) lo schema di principio ed in *b*) la realizzazione pratica di un convertitore c. c. — c. c. impiegante transistori. I valori da attribuire a R_1, R_2, R_3 sono relativi ai transistori impiegati. In tutti i modi $R_2 = R_3$ di solito raggiungono una decina di ohm, mentre R_1 è dell'ordine di 500 ohm. I due transistori impiegati sono di tipo *PNP* e sono uguali fra loro.

CAPITOLO II

ANALISI ARMONICA - IL DECIBEL

Prima di procedere alla trattazione dei *regimi di lavoro* e, quindi, dell'*amplificazione* è bene soffermarsi a trattare due argomenti introduttivi di fondamentale importanza: *analisi armonica* con sviluppo in serie di *Fourier* e l'unità di misura logaritmica del guadagno, ossia il *decibel.*

11. Il suono, caratteristiche.

Dalla *acustica* sappiamo che qualsiasi *suono* è caratterizzato da tre elementi fondamentali: *altezza*, *intensità*, *timbro*.

L'altezza o acutezza dipende dalla frequenza del suono, per cui un suono è tanto più alto quanto maggiore è la sua frequenza. L'intensità è caratterizzata sostanzialmente dalla ampiezza del suono, per cui un suono è tanto più intenso quanto maggiore è la sua ampiezza.

Il timbro è la proprietà che distingue un suono dall'altro, pur avendo anche uguali intensità ed altezza. Infatti tutti i suoni, purché non emessi da un diapason non sono normalmente puri, ossia composti da una sola oscillazione *sinusoidale*, ma contengono anche frequenze di ordine superiore alla prima oscillazione, cioè delle *armoniche*. La presenza di queste *armoniche* nel suono puro, chiamato anche *prima armonica* o *fondamentale*, ne caratterizza il timbro. È, quindi, attraverso il *timbro* che si distinguono due o più suoni aventi la stessa altezza e intensità, ma emessi da strumenti musicali diversi. Le *armoniche* conferiscono così al suono fondamentale particolari caratteristiche. Chiamando seconda armonica quella di frequenza doppia della fondamentale; terza quella tripla, ecc., possiamo affermare che la seconda e la quarta armonica associate alla fondamentale apportano al suono un carattere *caldo e brillante*, mentre le armoniche dispari, che seguono ad intensità via via trascurabile, un carattere *metallico e sgradevole.*

Si cerca, allora, di combattere con circuiti speciali queste ultime nel suono, per renderlo più gradevole all'udito.

12. Serie di Fourier.

Dalle considerazioni sulle armoniche nascono conseguentemente problemi di *composizione* e *scomposizione* di un suono, o, generalizzando, di qualsiasi grandezza *periodica*, facendo parte anche il suono della famiglia di grandezze periodiche.

Il Fourier ha enunciato a tale proposito il seguente teorema: « *Ogni funzione periodica di frequenza* f *può essere considerata somma di un termine costante* (nullo nel caso di grandezza alternata) *e di una serie finita o infinita di termini sinusoidali e cosinusoidali aventi frequenze multiple della frequenza* f *dell'oscillazione considerata* », ossia chiamando v il valore istantaneo di una funzione periodica qualunque, si può scrivere, indicando con V_0 il valore della componente continua, V_{I}, V_{II}, ... V_n i valori massimi della prima, seconda, ecc. armoniche sinusoidali e V^{I}, V^{II}, ... V^n quelli delle armoniche cosinusoidali:

$$v = V_0 + V_{\mathrm{I}} \operatorname{sen} \alpha + V_{\mathrm{II}} \operatorname{sen} 2\alpha + \ldots . V_n \operatorname{sen} n\alpha + V^{\mathrm{I}} \cos \alpha + V^{\mathrm{II}} \cos 2\alpha + \ldots . V^n \cos n\alpha.$$

Di seguito saranno trattati problemi di *sintesi* ed *analisi* di grandezze periodiche.

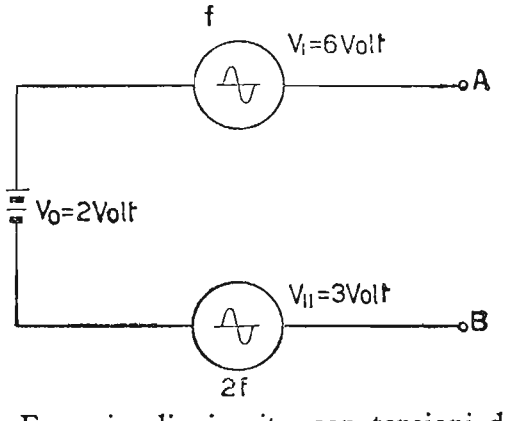


Fig. 34. – Esempio di circuito con tensioni da comporre.

a) Sintesi armonica. – Trasportiamo il principio di Fourier nel campo elettrico e consideriamo ad esempio il circuito di fig. 34, composto da una tensione continua $V_0 = 2$ volt, in serie ad una tensione alternata sinusoidale di frequenza f e di ampiezza $V_{\mathrm{I}} = 6$ volt ed ad una tensione pure sinusoidale, di frequenza doppia e di ampiezza $V_{\mathrm{II}} = 3$ volt.

Si desidera conoscere l'andamento della tensione ai morsetti AB di uscita e i valori istantanei di detta tensione risultante a 60°, 140°, 270° di circolazione della grandezza fondamentale. Stabiliamo allora il grafico di fig. 35, dove sono disegnate le tre grandezze componenti e in rilievo la

tensione risultante, la quale si ripete periodicamente ogni 360° di circolazione.

Tenendo presente la serie di Fourier e i relativi valori massimi delle tensioni componenti, possiamo tradurre la curva risultante nella seguente successione:

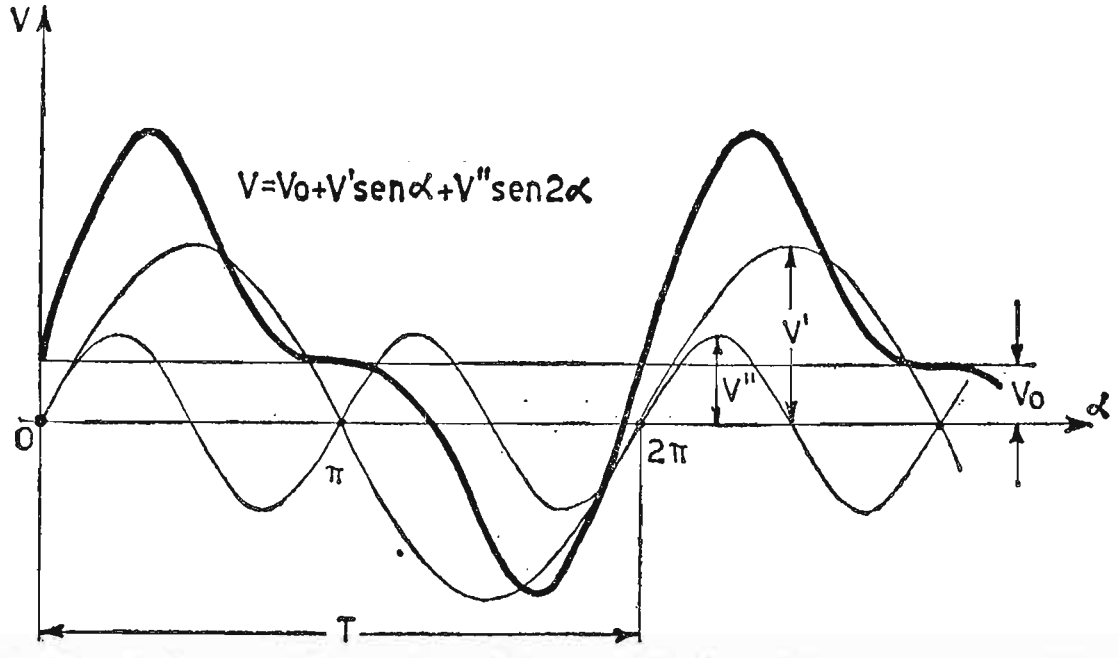


Fig. 35. – Andamento della tensione risultante in funzione del tempo ai morsetti A e B del circuito di Fig. 34.

$$v = V_0 + V_{\mathrm{I}} \operatorname{sen} \alpha + V_{\mathrm{II}} \operatorname{sen} \cdot 2\alpha$$

e ricavarne successivamente i valori istantanei per gli angoli suaccennati:

per $\alpha = 60^0$

$$v = 2 + 6 \operatorname{sen} 60^0 + 3 \operatorname{sen} (180^0 - 120^0) = 2 + 5{,}196 + 2{,}598 = 9{,}794 \text{ volt,}$$

per $\alpha = 140^0$

$$v = 2 + 6 \operatorname{sen} (180^0 - 140^0) + 3 \operatorname{sen} (360^0 - 280^0) = 2 + 6 \operatorname{sen} 40^0 -$$
$$- 3 \operatorname{sen} 80^0 = 2 + 3{,}8568 - 2{,}9544 = 2{,}9024 \text{ volt,}$$

per $\alpha = 270^0$

$$v = 2 + 6 \cdot \operatorname{sen} 270^0 + 3 \operatorname{sen} (540^0 - 360^0) = 2 + 6 \cdot \operatorname{sen} 270^0 + 3 \operatorname{sen} 180^0 =$$
$$= 2 + 6 \cdot (-1) + 3 \cdot (0) = 2 - 6 + 0 = -4 \text{ volt.}$$

Altro esempio di composizione di grandezze è suggerita dallo schema

elettrico di fig. 36 dove oltre la tensione costante $V_0 = 4$ volt sono presenti una tensione a frequenza f di ampiezza $V^{I} = 10$ volt e una a $3f$ di ampiezza $V^{III} = 5$ volt. Anziché esprimere questa volta le ordinate delle tensioni alternate con valore zero per $\alpha = 0^0$, ossia mediante le funzioni sinusoidali, per lo stesso valore di α consideriamo le ordinate massime positive, ossia mediante le funzioni cosinusoidali.

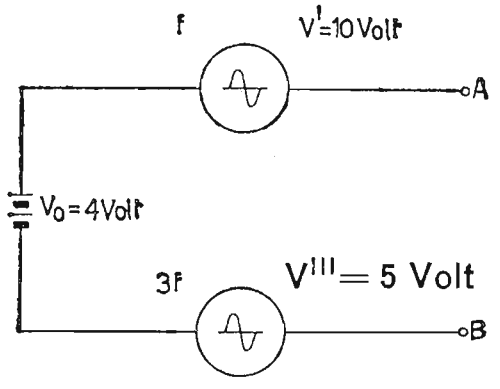


Fig. 36. – Esempio di circuito con tensioni da comporre.

Il valore istantaneo della tensione risultante è:

$$v = V_0 + V^{I} \cos \alpha + V^{III} \cos 3\alpha.$$

L'andamento di detta tensione è rappresentato nel grafico di fig. 30. Eliminando la componente continua dalle figg. 28 e 30 si può osservare che queste tensioni si svolgono nel tempo con valore medio nullo, per cui si può affermare che il valore medio della funzione risultante è pari al valore della componente continua stessa. Inoltre le forme d'onda ottenute, pur avendo la stessa frequenza fondamentale hanno forme risultanti diverse, questo in funzione dell'ampiezza e della frequenza delle armoniche associate.

b) Analisi armonica. – Resta, allora, il caso inverso, ossia, data una forma d'onda qualsiasi, s'intende non sinusoidale pura, ricavare il numero di armoniche presenti e la loro ampiezza, in modo che sommando algebricamente le loro ampiezze alla fondamentale, ci ritornino la grandezza di partenza.

Anzitutto, vediamo di semplificare il lavoro di *analisi*, indicando qualche accorgimento per circoscrivere le vere componenti la grandezza incognita;

1) se la curva è *simmetrica* rispetto le ordinate positive e negative: ossia, se l'area della semionda positiva è esattamente uguale a quella della semionda negativa, nullo è il valore medio e, quindi, nullo è il termine V_0,

2) se la curva si presenta simmetrica rispetto la ordinata centrale del periodo (fig. 30) nulli sono nella serie di Fourier, i termini contenenti seni, infatti, il seno fornisce segni opposti per angoli opposti;

3) se la curva presenta, rispetto l'ordinata centrale del periodo, valori equidistanti *opposti*, sono nulli tutti i termini contenenti coseni (fig. 35), infatti, il coseno, per l'ordinata centrale fornisce valori *uguali* per angoli opposti;

4) se la curva è alternativa e si svolge in modo da assumere nel secondo

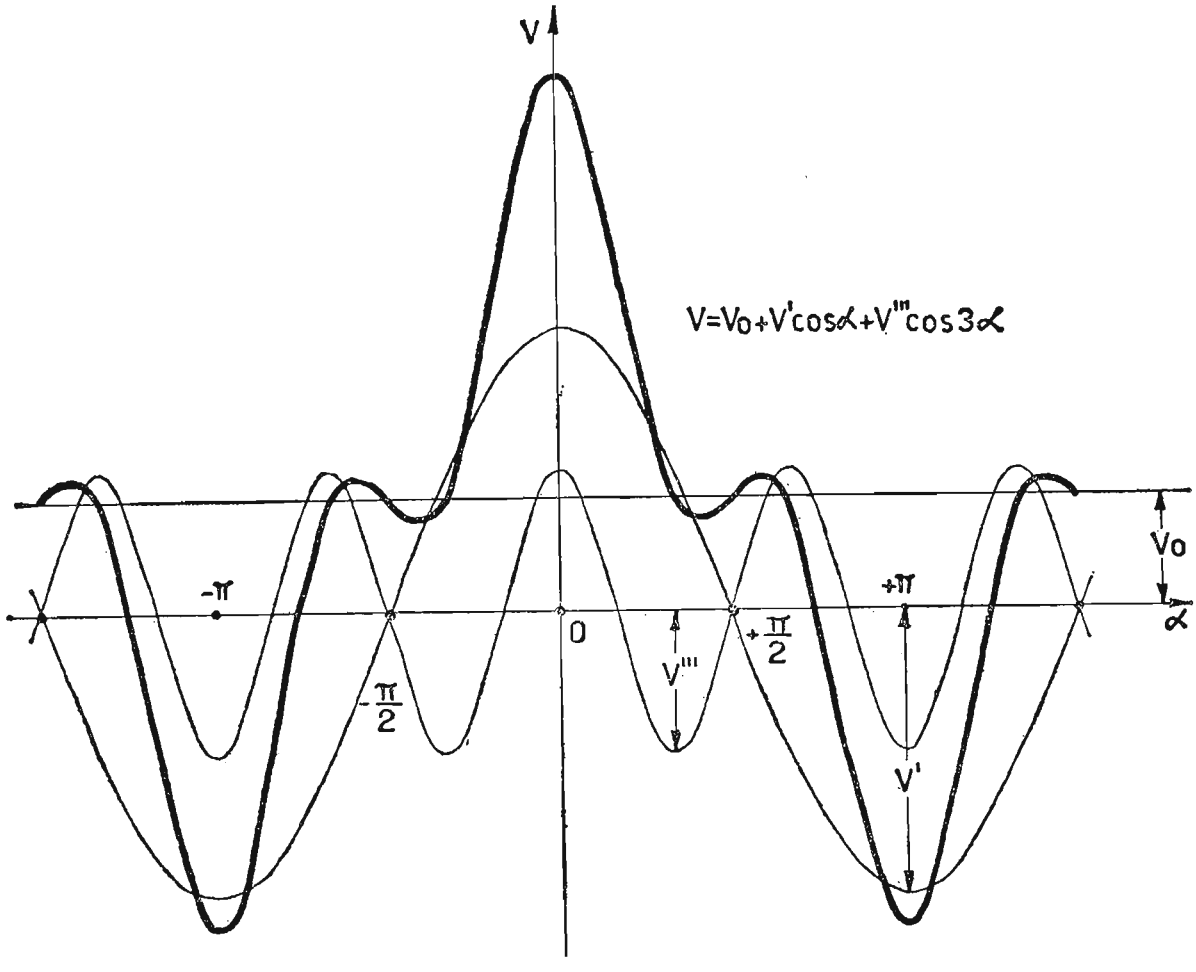


Fig. 37. – Andamento della tensione risultante, in funzione del tempo, ai morsetti A e B del circuito di Fig. 36.

semiperiodo lo stesso ordine di valori opposti a quelli assunti nella prima parte, (fig. 38*a*) mancano nella grandezza da analizzare i termini coseno e tutte le armoniche pari dei termini seno, mentre mancano i termini coseno e le armoniche dispari sinusoidali se, come in (fig. 38*b*) la curva risultante assume gli stessi valori opposti allontanandosi dal punto π in modo equidistante nei due sensi.

Ciò premesso, vediamo come si risale al valore massimo delle successive grandezze presenti nella curva data. L'ampiezza del termine continuo V_0, eventualmente presente è pari al valore medio della grandezza stessa. Esso si ottiene in modo abbastanza esatto dividendo il periodo in n parti,

ad esempio, per comodità, in 36 parti di 10^0 ciascuna (meglio se n tendesse ad infinito ($n \to \infty$), risalendo per ciascuna parte di ascissa all'ampiezza della ordinata corrispondente, sommando (algebricamente fra di loro) le ordinate ricavate e dividendo il risultato per il numero degli addendi.

Con questo sistema si ottiene approssimativamente l'ordinata media

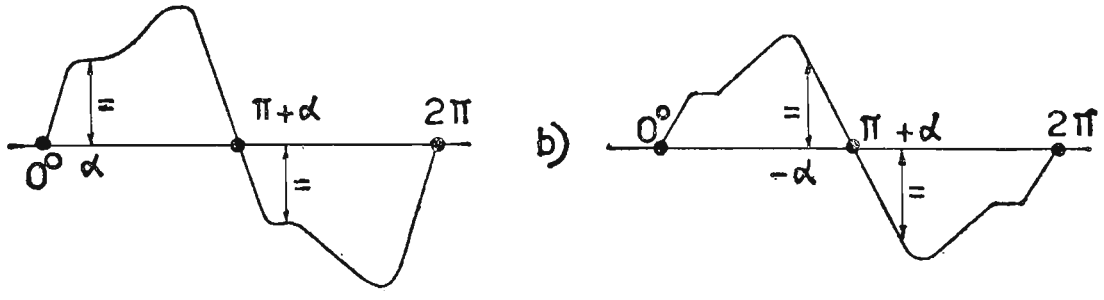


Fig. 38. – Esempio di tensioni alternative, aventi fra loro caratteristiche diverse.

della grandezza o meglio il suo valore medio. Si è accennato prima ad $n \to \infty$, perché in questo caso, effettuando la cosidetta sommatoria di infinite ordinate da 0^0 a 360^0 e dividendo il tutto per 2π, ossia intervenendo con l'operazione di integrazione, si ricaverebbe il valore medio esatto, ma date le limitazioni imposteci, ci accontentiamo di risalire al valore dell'ordinata media, seguendo la trafila indicata...

Per ricavare l'ampiezza della prima armonica sinusoidale, bisogna moltiplicare primo e secondo membro della serie di Fourier per sen α, ottenendo:

$$v \operatorname{sen} \alpha = V_0 \operatorname{sen} \alpha + V_{\mathrm{I}} \operatorname{sen}^2 \alpha + V_{\mathrm{II}} \operatorname{sen} \alpha \cdot \operatorname{sen} 2\alpha + \ldots + V^{\mathrm{I}} \operatorname{sen} \alpha \cdot \cos \alpha + \\ + V^{\mathrm{II}} \operatorname{sen} \alpha \cdot \cos 2\alpha + \ldots$$

Questa nuova scrittura rappresenta la serie v sen α.

Ricaviamone ora il valore medio: come si può notare l'unico termine che ammette valore medio è quello $V_{\mathrm{I}} \operatorname{sen}^2 \alpha$, valore medio che sappiamo essere uguale a:

$$\frac{V_{\mathrm{I}}}{2} - \frac{V_{\mathrm{I}}}{2} \cos 2\alpha, \qquad \text{[Vol. I. pag. 109]}$$

il termine $\cos 2\alpha$ ha media nulla nel periodo, per cui detto valore medio si riduce a $\frac{V_{\mathrm{I}}}{2}$, come dalla fig. 39. Le ampiezze degli altri termini V_0, V_{I}, V_{II} ... V^{I}, V^{II}, ecc., moltiplicate per i prodotti citati, ovviamente si

annullano. È evidente che il valore medio della serie $v \operatorname{sen} \alpha$ vale:

$$v \operatorname{sen} \alpha = \frac{V_{\mathrm{I}}}{2}, \text{ (valore medio)}$$

ossia:

$$V_{\mathrm{I}} = 2 \cdot \text{(valore medio di } v \operatorname{sen} \alpha).$$

Per parallelismo con il caso precedente, l'ampiezza della prima armonica o fondamentale, si ottiene moltiplicando per due l'ordinata media di v sen α, ossia, moltiplicando ciascuna ordinata ricavata precedentemente per il

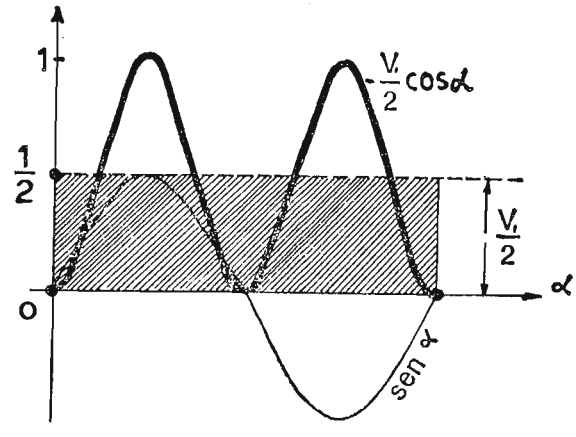


Fig. 39. – Andamento delle funzioni sen α e sen^2 α in funzione del tempo con in evidenza il valore medio della grandezza sen^2 α.

termine sen α, sommandole di nuovo algebricamente fra di loro, dividendo la somma ottenuta per il numero degli addendi e, quindi, moltiplicando il risultato per due. Di conseguenza si può ricavare l'ampiezza delle armoniche desiderate, moltiplicando successivamente la serie di partenza per sen 2α, sen 3α, ecc.

$$V_{\mathrm{II}} = 2 \cdot \text{(valore medio di } v \operatorname{sen} 2\alpha);$$
$$V_{\mathrm{III}} = 2 \cdot \text{(valore medio di } v \operatorname{sen} 3\alpha);$$
$$V_n = 2 \cdot \text{(valore medio di } v \operatorname{sen} n\alpha).$$

A chiarimento di quanto esposto nel caso *b*) diamo un esempio di calcolo.

Esercizio. – **Si desidera conoscere il valore della componente continua, della fondamentale e fino alla quinta armonica, di una tensione a forma d'onda rettangolare, circolante per solo mezzo periodo, il cui valore massimo è di 100 volt (fig. 40).**

È evidente che il numero di armoniche presenti in una forma d'onda rettangolare è infinita. Noi limiteremo la ricerca delle prime 5 armoniche e alla fine componendole, verificheremo i risultati ottenuti. Per comodità, siccome la curva è simmetrica rispetto l'ordinata centrale, estendiamo il calcolo di analisi a solo metà curva, e compiliamo per facilitare i calcoli, la tabella n. 1, tenendo conto di avere suddiviso la metà curva in 18 parti di ascissa, ossia ogni 10^0, di circolazione partendo da $\alpha = 5^0$. Compilando la tabella 1 omettiamo la ricerca della componente continua, la quale, come si può constatare graficamente, vale 50 volt. È da notare, inoltre, che i

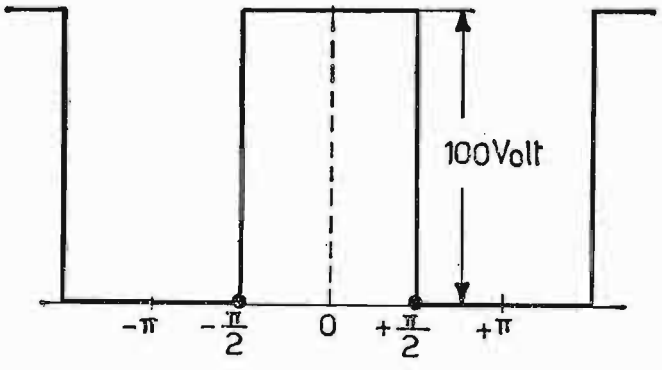


Fig. 40. - Tensione rettangolare da scomporre nelle varie armoniche.

valori della serie si fermano, per ciascuna armonica, a 85^0 di circolazione della fondamentale, in quanto oltre i 90^0 la funzione v si annulla.

I valori delle singole componenti sono:

$$V_0 = 50 \text{ volt}$$
$$V^{I} = 573{,}9/9 = 63{,}7 \text{ volt}$$
$$V^{II} = 0{,}00$$
$$V^{III} = -193/9 = -21{,}44 \text{ volt}$$
$$V^{IV} = 0{,}00$$
$$V^{V} = 100{,}7/9 = 11{,}18 \text{ volt}$$

Possiamo allora concludere che la forma d'onda in esame, la si può esprimere mediante la serie:

$$v = 50 + 63{,}7 \cos \alpha - 21{,}44 \cos 3\alpha + 11{,}18 \cos 5\alpha$$

limitatamente alla quinta armonica.

Verifichiamo ora i risultati ottenuti (fig. 41). Naturalmente la forma d'onda risultante si avvicina tanto più alla forma d'onda rettangolare, quanto maggiore è il numero delle armoniche ricavate. Come si può osservare dalla tabella 1, mancano tutte le armoniche pari.

TABELLA N. 1. – *Determinazione delle ampiezze delle successive armoniche per l'onda rettangolare di fig.* 40.

α	$\cos \alpha$	$v \cdot \cos \alpha$	$\cos 2\alpha$	$v \cdot \cos 2\alpha$	$\cos 3\alpha$	$v \cdot \cos 3\alpha$	$\cos 4\alpha$	$v \cdot \cos 4\alpha$	$\cos 5\alpha$	$v \cdot \cos 5\alpha$
5°	0,996	99,6	0,984	98,4	0,965	96,5	0,939	93,9	0,906	90,6
15°	0,965	96,5	0,866	86,6	0,707	70,7	0,500	50,0	0,258	25,8
25°	0,906	90,6	0,642	64,2	0,258	25,8	— 0,173	— 17,3	— 0,573	— 57,3
35°	0,819	81,9	0,342	34,2	— 0,258	— 25,8	— 0,766	— 76,6	— 0,996	— 99,6
45°	0,707	70,7	0,000	0,0	— 0,707	— 70,7	— 1	— 100	— 0,707	— 70,7
55°	0,573	57,3	— 0,342	— 34,2	— 0,965	— 96,5	— 0,766	— 76,6	— 0,087	— 8,7
65°	0,422	42,2	— 0,642	— 64,2	— 0,965	— 96,5	— 0,173	— 17,3	0,819	81,9
75°	0,258	25,8	— 0,866	— 86,6	— 0,707	— 70,7	0,500	50,0	0,965	96,5
85°	0,087	8,7	— 0,984	— 98,4	— 0,258	— 25,8	0,939	93,9	0,422	42,2
95°	0,087	0,00	— 0,939	0,00	0,258	0,00	0,939	0,00	— 0,422	0,00
175°	— 0,996	0,00	0,984	0,00	— 0,965	0,00	0,939	0,00	— 0,906	0,00
		573,3		0,00		— 193		0,00		100,7

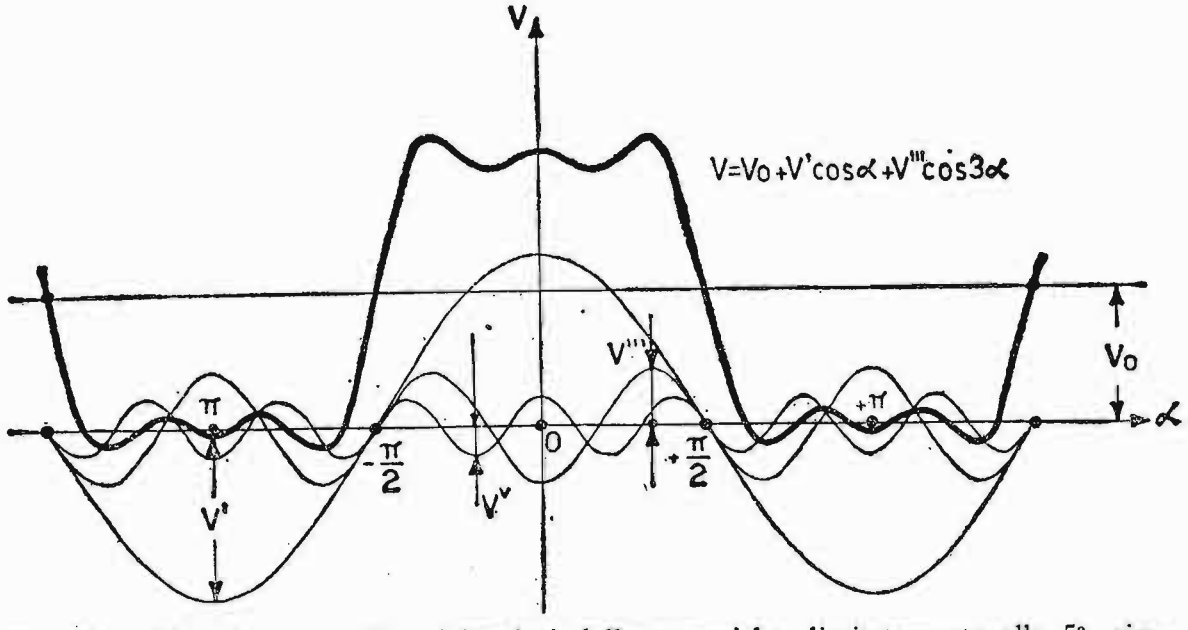


Fig. 41. – Sintesi, per verifica dei valori delle armoniche, limitatamente alla 5ª, ricavati dalla tab. 1 per l'onda rettangolare di Fig. 40.

13. Decibel, unità di misura del guadagno e dell'attenuazione.

Abbiamo parlato nel paragrafo 11 delle caratteristiche del suono: altezza, intensità e timbro. Vediamo, ora, di definire l'unità di misura della *intensità sonora* percepita dall'orecchio umano. Anzitutto, affinché un suono possa essere udito dall'uomo, bisogna che abbia due prerogative, ossia, la sua energia sonora deve avere un livello minimo, al quale si dà il nome di « *soglia di udibilità* », però questo livello non deve superare un certo valore, oltre il quale la troppa intensità sonora produce una sensazione dolorosa all'orecchio. Questo secondo limite è chiamato « *soglia di dolore* ». Solitamente i suoni gradevoli ci giungono fra questi due valori limiti, ossia entro l'area indicata nella fig. 42, ove in ascisse sono poste le frequenze e in ordinate le unità di misura dell'intensità sonora, cioè, come preciseremo di seguito; *il decibel.* Questa area tiene conto delle proprietà di percezione media di un orecchio sano. L'altra prerogativa del suono è la sua frequenza, la quale deve essere compresa fra due frequenze limiti: quella inferiore pari a circa 16*Hz* e quella superiore pari a 16000 ÷ 18000*Hz*. Oltre questa frequenza superiore vi sono gli ultrasuoni, per i quali l'orecchio umano non è più sensibile, mentre lo è fino ad un certo punto quello di taluni animali (per es. il cane). Prima della frequenza inferiore non esiste suono. L'orecchio umano è sensibile (per legge naturale) in modo lineare al *logaritmo decimale della intensità della grandezza che determina lo stimolo*, per cui, se l'energia sonora che ha provocato la sensazione uditiva varia secondo una successione 10-100-1000, la sensazione stessa seguendo il logaritmo decimale di tali numeri, varia secondo una successione 1, 2, 3, ... Da questa

definizione possiamo dedurre che il nostro orecchio è fornito di un mezzo di autodifesa, ossia, esso è molto sensibile per piccole intensità sonore, mentre diventa man mano meno sensibile all'aumentare dell'intensità del suono, fino a sopportarne valori estremamente grandi. Questo in virtù

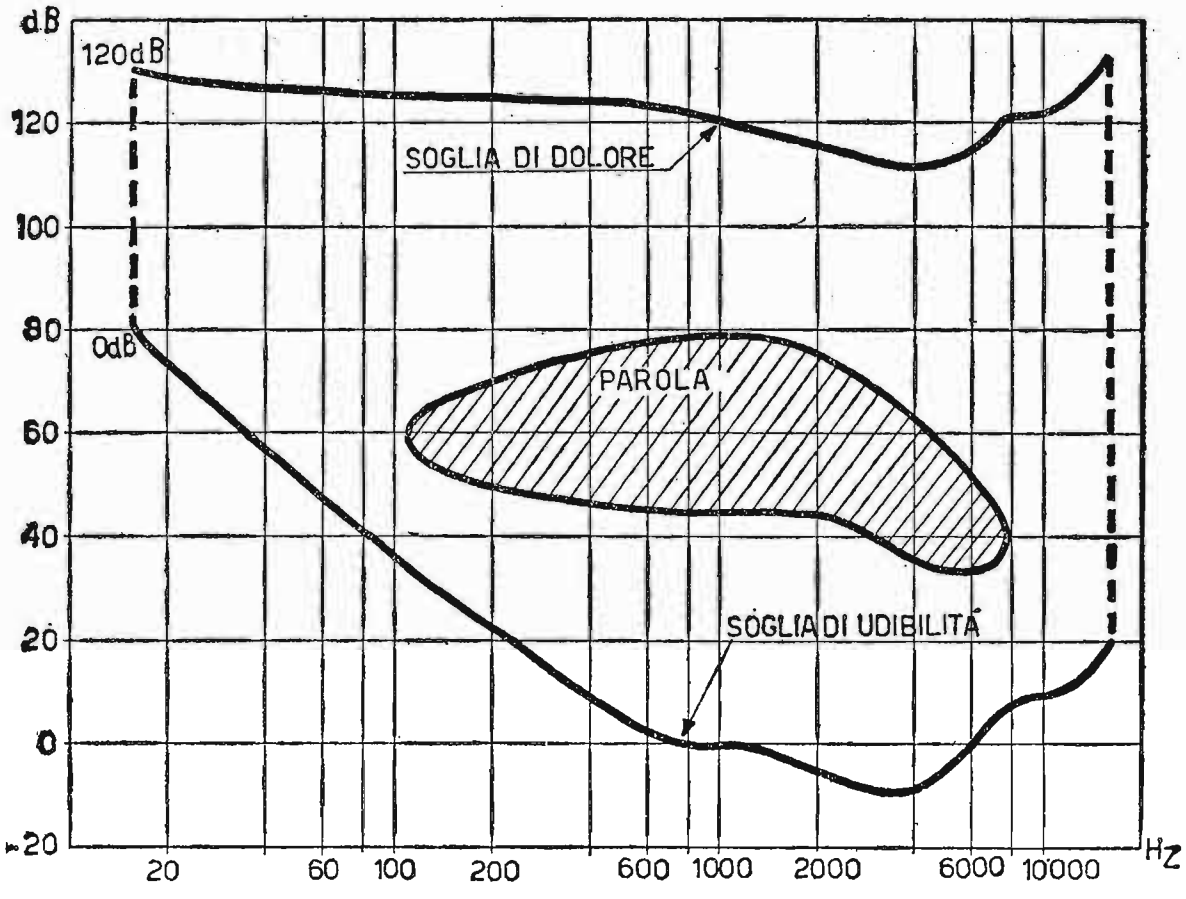


Fig. 42. – Rappresentazione di curve isofoniche relativamente alla soglia di udibilità (0 dB) e di dolore (120 dB) in funzione delle frequenze acustiche. Specificata la zona mediamente occupata dalla parola.

della legge logaritmica di percezione. Si è notato che l'orecchio umano apprezza un incremento di intensità sonora quando questa aumenta, rispetto la precedente di 1,26 volte cioè del 26%, secondo una successione:

$$E; \quad E \cdot 1{,}26; \quad E \cdot (1{,}26)^2; \quad E \cdot (1{,}26)^3 \ldots$$

dove con E si è indicata l'energia sonora. Questa successione può venire espressa più semplicemente mediante le potenze del 10, infatti, essendo:

$$\log \cdot 1{,}26 = 0{,}1 \quad \text{e quindi} \quad 10^{0{,}1} = 1{,}26$$

si può scrivere:

$$E; \quad E \cdot 10^{0{,}1}; \quad E \cdot 10^{0{,}2}; \quad E \cdot 10^{0{,}3}; \ldots$$

L'ultima espressione mette in evidenza che, mentre le energie sonore aumentano con rapporto costante di 1,26 fra due consecutive, ossia secondo una progressione geometrica, gli esponenti della base 10 (e, quindi, la percezione sonora) aumentano con progressione aritmetica, linearmente di 0,1 in 0,1. Sia E l'energia di un suono appena riscontrabile. Aumentiamo la sua intensità fino ad ottenere un incremento di percezione sonora e chiamiamo E' detto valore. La variazione di intensità, che è intercorsa è data da $E' - E$.

La conseguente variazione di intensità sonora percepita vale:

$$\log \cdot E' - \log \cdot E,$$

ossia tenendo conto della proprietà dei logaritmi si può anche scrivere:

$$\log \cdot \left(\frac{E'}{E}\right).$$

Tale espressione rappresenta il numero di *unità di guadagno* G, allorché l'intensità sonora passa dal valore E a quello E'. L'unità di misura del logaritmo base 10 del rapporto fra le due intensità sonore è il *bel* (B). Essendo, però il bel un'unità di misura troppo grande, si usa il *decibel* (dB), cioè il sottomultiplo 10 volte più piccolo. Esso si ottiene moltiplicando per 10 l'espressione precedente, ossia:

$$\log \cdot \frac{E'}{E} = \text{numero di bel } (B)$$

$$10 \log \cdot \frac{E'}{E} = \text{numero di decibel } (dB).$$

Se E rappresenta l'energia sonora relativa alla *soglia di udibilità*, essa può essere riferita a zero, per cui l'energia E' espressa in dB assume un carattere *assoluto*. Ora, siccome l'ampiezza di una oscillazione è direttamente proporzionale alla potenza dell'elemento che la genera, possiamo sostituire tranquillamente al rapporto suaccennato E'/E il rapporto delle potenze elettriche corrispondenti, ottenendo:

$$10 \log \frac{P'}{P} = \text{numero di decibel.}$$

In radiotecnica P' potrebbe essere la potenza di uscita P_u, di un amplificatore, mentre P quella di entrata P_e dell'amplificatore stesso.

L'espressione

$$10 \log \frac{P_u}{P_e} = G,$$

rappresenta il guadagno dell'amplificatore espresso in ***dB***.

Essendo anche $P = \frac{V^2}{R} = RI^2$, sostituendo detti valori al rapporto potenze si ricavano nuove espressioni, a volte tanto comode quando mancano i valori delle potenze e si conoscono solamente quelli relativi alle tensioni o alle correnti,

$$10 \log \frac{P_u}{P_e} = 10 \log \frac{\frac{V^2{}_u}{R_u}}{\frac{V^2{}_e}{R_e}} = 10 \log \frac{R_u\, I^2{}_u}{R_e\, I^2{}_e}$$

ottenendo rispettivamente $R_u \neq R_e$

$$10 \log \frac{P_u}{P_e} = 10 \log \left(\frac{V_u}{V_e}\right)^2 + 10 \log \frac{R_e}{R_u} = 20 \log \frac{V_u}{V_e} + 10 \log \frac{R_e}{R_u}$$

$$10 \log \frac{P_u}{P_e} = 10 \log \left(\frac{I_u}{I_e}\right)^2 + 10 \log \frac{R_u}{R_e} = 20 \log \frac{I_u}{I_e} + 10 \log \frac{R_u}{R_e}$$

mentre se $R_u = R_e$ si riducono semplicemente alle:

$$10 \log \frac{P_u}{P_e} = 20 \log \frac{V_u}{V_e} = 20 \log \frac{I_u}{I_e}.$$

A volte però, può succedere che la potenza di uscita sia inferiore di quella d'entrata. Allora, invece, di *guadagno* si parla di *attenuazione*. Giova a tale proposito eseguire l'operazione del rapporto inverso delle potenze (tensioni o correnti) e considerare *negativo* il numero di *dB* ricavati, stabilendo la regola: risultato positivo, guadagno, risultato negativo, attenuazione. Non potendo fare riferimento in ogni caso sempre alla soglia di udibilità, si sono fissati dei livelli di potenza base convenzionali, stabilendo per gli stessi un livello zero di riferimento.

Essi sono:

1 *mW* per reti telefoniche;
6 *mW* per microfoni e amplificatori;
50 *mW* per radioricevitori.

Il rapporto

$$10 \log \frac{\text{Potenza di uscita dell'app.}}{\text{Potenza convenzionale}}$$

rappresenta il numero di *dB* di guadagno nominale dell'apparato in prova. Il guadagno nominale dell'apparato può risultare anche tale da fornire unità negative. Se esprimiamo il rapporto potenze mediante i logaritmi neperiani, cioè in base $e = 2{,}718...$ le unità ottenute vengono denominate neper (simbolo *Np*). Si può passare da un sistema all'altro immediatamente, essendo:

$$1\ dB = 0{,}1151 \text{ neper}$$

$$1 \text{ neper} = 8{,}686\ dB.$$

Il neper è l'unità abitualmente impiegata nelle linee telefoniche e telegrafiche e rappresenta di solito *attenuazione*, mentre il *dB* viene impiegato nel campo radiotecnico, ossia trattando gli amplificatori, altoparlanti, microfoni antenne e, rappresenta, se positivo, *un guadagno*. Di seguito, oltre la tabella 2 che rappresenta, in funzione del rapporto fra potenze (tensioni o correnti) il numero dei *dB* cor-

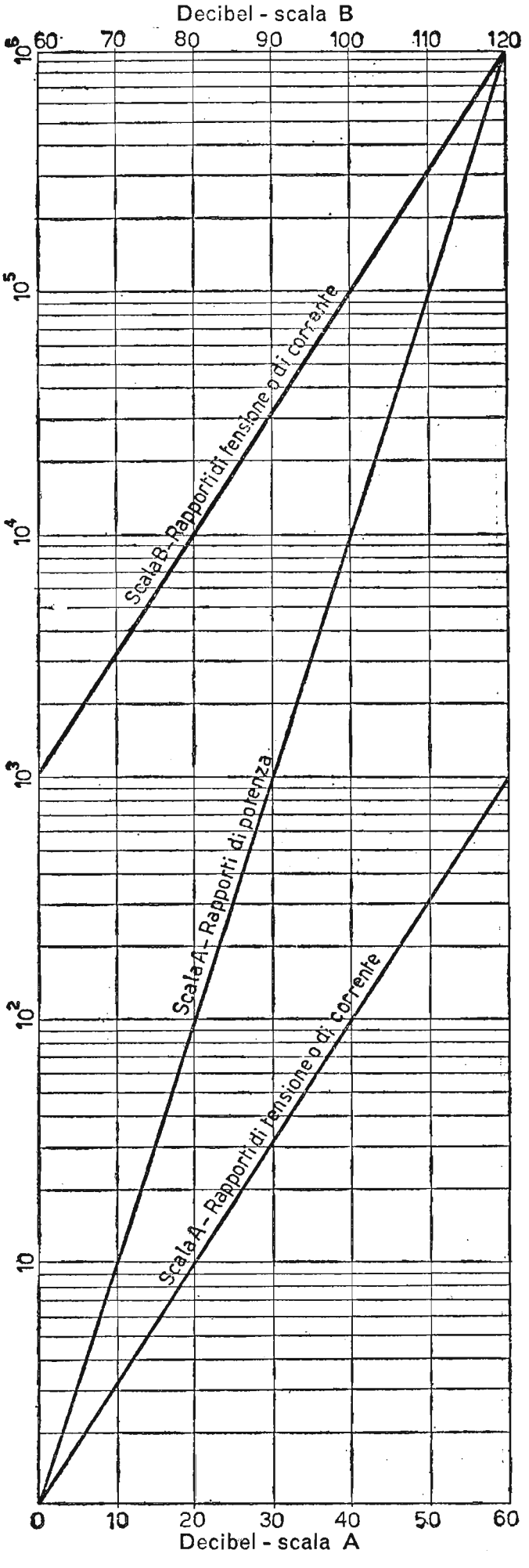


Fig. 43. – Nomogramma di conversione fra rapporti di potenze o (se $R_u = R_e$) di tensione e corrente in dB.

rispondenti, è dato anche un nomogramma (fig. 43) il quale serve per ottenere il guadagno o l'attenuazione in *dB* per rapporto di potenze o se $R_u = R_e$, fornisce anche detti valori per rapporto tensioni e correnti.

TABELLA N. 2. – *Conversione di rapporti potenze (tensioni o correnti per* $R_u = R_e$) *in* dB - *Guadagno* (+ dB) - *Attenuazione* (— dB)

dB	Rapporti di tensione o di corrente		Rapporti di potenza		*dB*	Rapporti di tensione o di corrente		Rapporti di potenza	
	guadagno	attenuaz.	guadagno	attenuaz.		guadagno	attenuaz.	guadagno	attenuaz.
0,1	1,012	0,988	1,023	0,977	5,4	1,862	0,537	3,467	0,288
0,2	1,023	0,977	1,047	0,955	5,6	1,905	0,525	3,631	0,275
0,3	1,035	0,966	1,072	0,933	5,8	1,950	0,513	3,802	0,263
0,4	1,047	0,955	1,096	0,912	6	1,995	0,501	3,981	0,251
0,5	1,059	0,944	1,122	0,891	6,2	2,042	0,490	4,169	0,240
0,6	1.072	0,933	1,148	0,871	6,4	2,089	0,478	4,365	0,229
0,7	1,084	0,922	1,175	0,851	6,6	2,138	0,467	4,571	0,219
0,8	1,096	0,912	1,202	0,831	6,8	2,188	0,457	4,786	0,209
0,9	1,109	0,910	1,230	0,812	7	2,239	0,446	5,012	0,199
1	1,122	0,891	1,259	0,794	7,2	2,291	0,436	5,248	0,190
1,2	1,148	0,871	1,318	0,758	7,4	2,344	0,426	5,495	0,182
1,4	1,175	0,851	1,380	0,724	7,6	2,399	0,417	5,754	0,174
1,6	1,202	0,832	1,445	0,692	7,8	2,455	0,407	6,026	0,166
1,8	1,230	0,813	1,514	0,660	8	2,512	0,398	6,310	0,158
2	1,259	0,794	1,585	0,631	8,2	2,570	0,389	6,607	0,151
2,2	1,288	0,776	1,660	0,602	8,4	2,630	0,380	6,918	0,144
2,4	1,318	0,758	1,738	0,575	8,6	2,692	0,371	7,244	0,138
2,6	1,349	0,741	1,820	0,549	8,8	2,754	0,363	7,586	0,132
2,8	1,380	0,724	1,905	0,525	9	2,818	0,355	7,943	0,125
3	1,413	0,708	1,995	0,501	9,5	2,985	0,335	8,913	0,112
3,2	1,445	0,692	2,089	0,478	10	3,162	0,316	10,00	0,100
3,4	1,479	0,676	2,188	0,457	10,5	3,350	0,298	11,22	0,0891
3,6	1,514	0,660	2,291	0,436	11	3,548	0,282	12,59	0,0794
3,8	1,549	0,645	2,399	0,417	11,5	3,758	0,266	14,13	0,0708
4	1,585	0,631	2,512	0,398	12	3,981	0,251	15,85	0,0631
4,2	1,622	0,616	2,630	0,380	12,5	4,217	0,237	17,78	0,0562
4,4	1,660	0,602	2,754	0,363	13	4,467	0,224	19,95	0,0501
4,6	1,698	0,589	2,884	0,346	13,5	4,732	0,211	22,39	0,0446
4,8	1,738	0,575	3,020	0,331	14	5,012	0,189	25,12	0,0398
5	1,778	0,562	3,162	0,316	14,5	5,309	0,188	28,18	0,0355
5,2	1,820	0,549	3,311	0,302	15	5,623	0,178	31,62	0,0316

CAPITOLO III

TEOREMI FONDAMENTALI E REGIMI DI LAVORO DEL TUBO ELETTRONICO

Nello studio dei circuiti elettrici è di primaria importanza la conoscenza dei teoremi fondamentali, che regolano i circuiti stessi.

Per ciascuno di questi teoremi, oltre l'enunciato, seguiranno esercizi di applicazione. In seno a questo capitolo verranno studiate le equazioni del Vallauri, esse governano le caratteristiche anodiche statiche e mutue di un tubo elettronico. Inoltre, verranno trattate le tre connessioni principali di una valvola e precisamente: *catodo a massa*, *placca a massa* e *griglia a massa*. L'espressione della capacità interelettrodica *anodo-griglia* C_{ga} chiuderà il capitolo.

14. Generatore ideale di tensione e di corrente.

a) GENERATORE IDEALE DI TENSIONE. – Il generatore ideale di tensione è un generatore capace di mantenere ai suoi capi una tensione costante

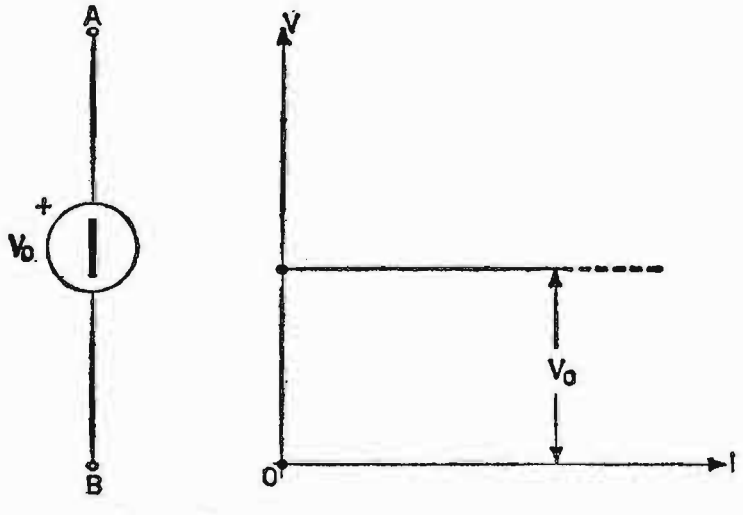


Fig. 44. – Rappresentazione di un generatore ideale di tensione e relativo diagramma della tensione costante V_0 al variare della corrente I richiesta dal carico.

V_0 al variare della corrente richiesta dal carico. Da questa affermazione si può capire che esso ha resistenza interna *nulla*. Il simbolo elettrico di questo generatore è riportato in fig. 44 con indicata la polarità. A fianco del simbolo è rappresentato il diagramma $V = f(I)$, il quale mette in evidenza la costanza della tensione ai morsetti del generatore, al variare della corrente richiesta dal carico.

b) Generatore ideale di corrente. – Un generatore ideale di corrente è un generatore capace di erogare una corrente costante I_0 al variare

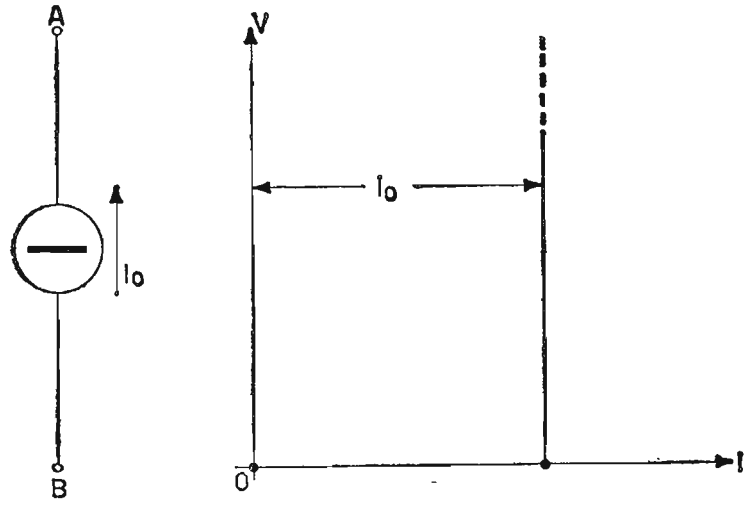


Fig. 45. – Rappresentazione di un generatore ideale di corrente e relativo diagramma della corrente costante I_0 al variare della tensione V ai morsetti A e B.

della tensione ai suoi morsetti, e, precisamente mantiene inalterata la corrente erogata al variare della resistenza totale del circuito. Da questa affermazione si può capire che esso ha resistenza interna *infinita*. Il simbolo elettrico di questo generatore è riportato in fig. 45 con indicato il verso della corrente. A fianco del simbolo è rappresentato il diagramma $V = f(I)$, il quale mette in risalto la costanza della corrente I_0 al variare della tensione ai morsetti del generatore.

15. Generatore reale di tensione e di corrente.

In pratica non esistono né generatori ideali di tensione né generatori ideali di corrente, ma si parla di generatori reali.

a) Generatore reale di tensione. – Il generatore reale di tensione è disegnato come in fig. 46*a*), dove R_0 è la resistenza interna, ottenuta cortocircuitando il generatore e facendo il rapporto fra la tensione ai suoi capi e la corrente in esso circolante. Nel diagramma accanto è rappresentato

l'andamento della tensione di uscita al variare della corrente richiesta dal carico. Questa corrente assume il valore massimo I_0 di cortocircuito, quando il carico R è uguale a *zero*.

b) Generatore reale di corrente. – Il generatore reale di corrente

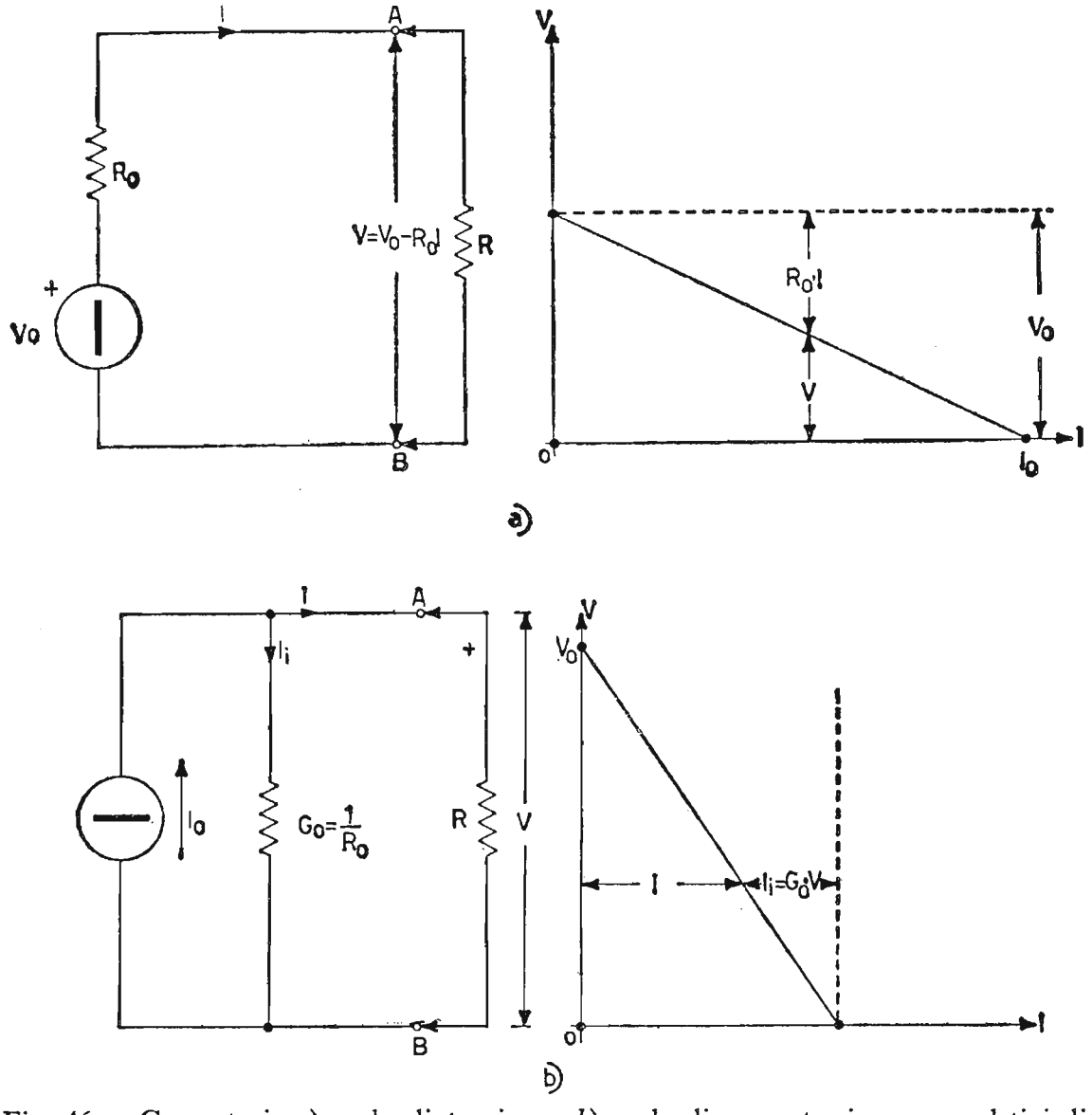


Fig. 46. – Generatori: *a*) reale di tensione; *b*) reale di corrente, in c.c. e relativi diagrammi $V = f(I)$.

è disegnato come in fig. 46*b*), dove $1/R_0 = G_0$ è la conduttanza del generatore stesso, ottenuta con lo stesso metodo precedente. Nel diagramma accanto è l'andamento della corrente circolante I al variare del carico R da *zero* ad *infinito*.

All'occorrenza impiegheremo il generatore elettrico del tipo più conveniente, tenendo presente che gioverà considerarlo: di tensione, quando la caduta interna è molto piccola, mentre di corrente se la caduta interna è

molto grande e la corrente di cortocircuito poco si differenzia rispetto quella con carico.

Naturalmente l'argomento dei generatori reali di tensione e di corrente è stato trattato dal punto di vista della corrente continua. Per quanto riguarda la c.a., pur rimanendo gli stessi concetti, vengono modificati i termini: *resistenza interna* R_0 in quello *impedenza interna* Z_0 e *conduttanza* G_0 in quello *ammettenza* Y_0, ricordando le note relazioni:

$$\bar{E}_0 = \bar{Z}_0 \bar{I}_0; \quad \bar{I}_0 = \frac{\bar{E}_0}{\bar{Z}_0}; \quad \bar{Y}_0 = \frac{1}{\bar{Z}_0}$$

I circuiti equivalenti, in corrente alternata, dei generatori reali di ten-

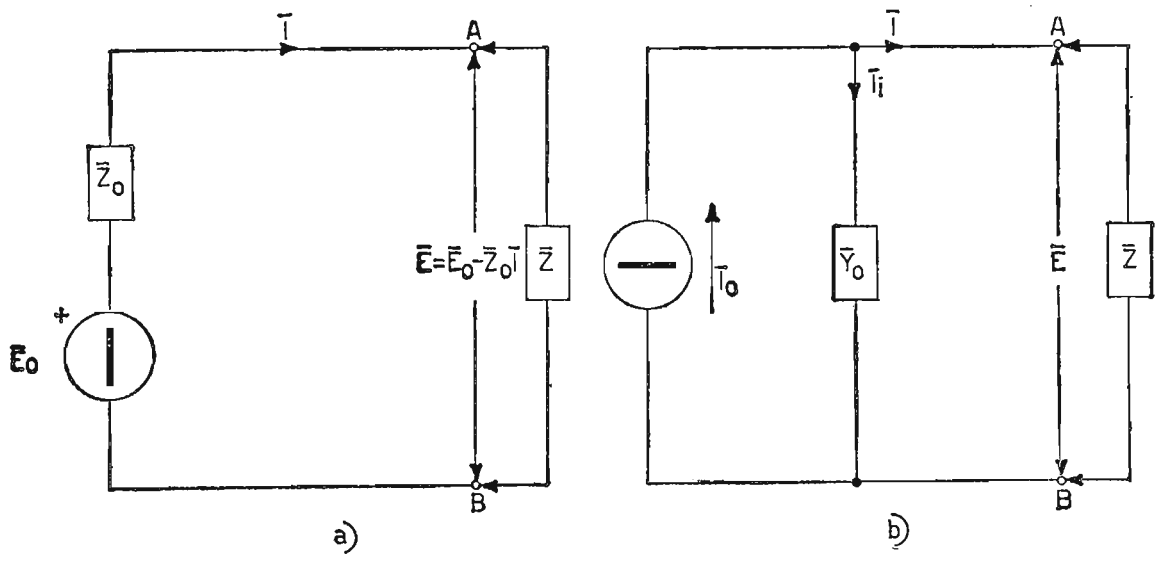


Fig. 47. – Generatori: *a*) reale di tensione; *b*) reale di corrente, in c.a.

sione e di corrente diventano quelli rappresentati in fig. 47. Per i diagrammi $V = f(I)$ basta cambiare R_0 in Z_0 e G_0 in Y_0.

16. Teorema di Thévenin.

La corrente in una impedenza qualunque Z, collegata alle estremità di un circuito elettrico complesso, composto di elementi attivi e passivi, è la stessa che si avrebbe se l'impedenza Z fosse collegata ad un generatore ideale di tensione, avente per fem la *ddp* E_0 misurata a vuoto (in assenza di Z) fra i morsetti considerati, e per impedenza interna Z_0, quella misurabile, sempre con Z scollegata, cortocircuitando i generatori ideali di tensione e scollegando quelli ideali di corrente, sostituendo, cioè, detti generatori con le loro impedenze interne.

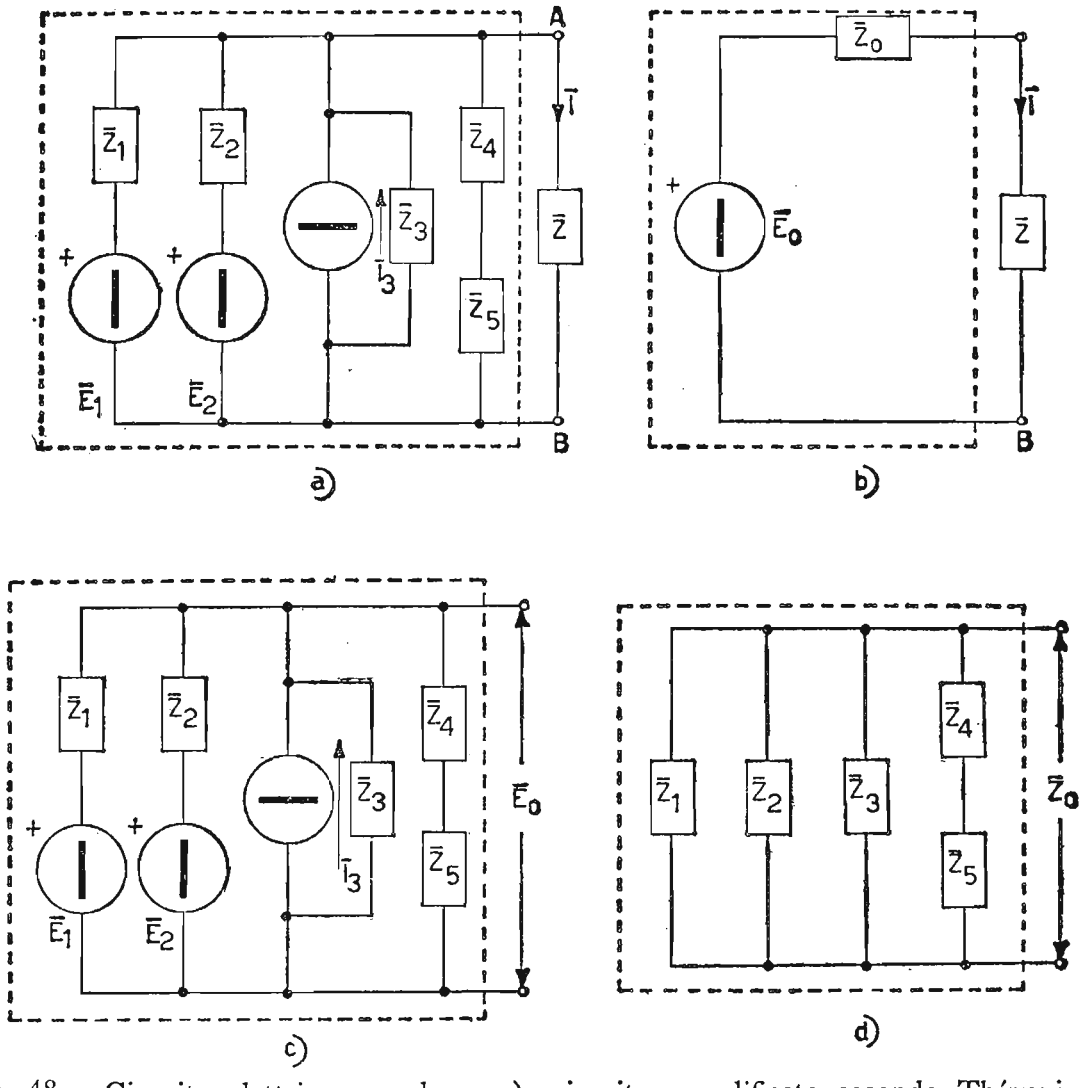


Fig. 48. – Circuito elettrico complesso *a*); circuito semplificato secondo Thévenin *b*). In *c*) e *d*) sono indicati i metodi per risalire ai componenti rispettivamente E_0 e Z_0.

Sia dato, infatti, il circuito elettrico fig. 41*a*), dove sono collegati generatori ed utilizzatori. Il circuito elettrico semplificato, secondo il teorema di Thévenin è rappresentato in *b*). Gli elementi E_0 e Z_0 che compaiono nel circuito *b*) e che costituiscono gli elementi del generatore equivalente, sono stati ricavati secondo le indicazioni *c*) e *d*).

1° Esercizio. – **Si calcolino, per la rete di fig. 49a) mediante il teorema di Thévenin, il valore degli elementi equivalenti della rete semplificata di fig. 49b), cioé: E_0, R_0 e la corrente I nel carico.**

a) Tensione equivalente E_0

$$E_0 = E \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 50 \cdot \frac{100}{155} \cong 32{,}2 \text{ volt}$$

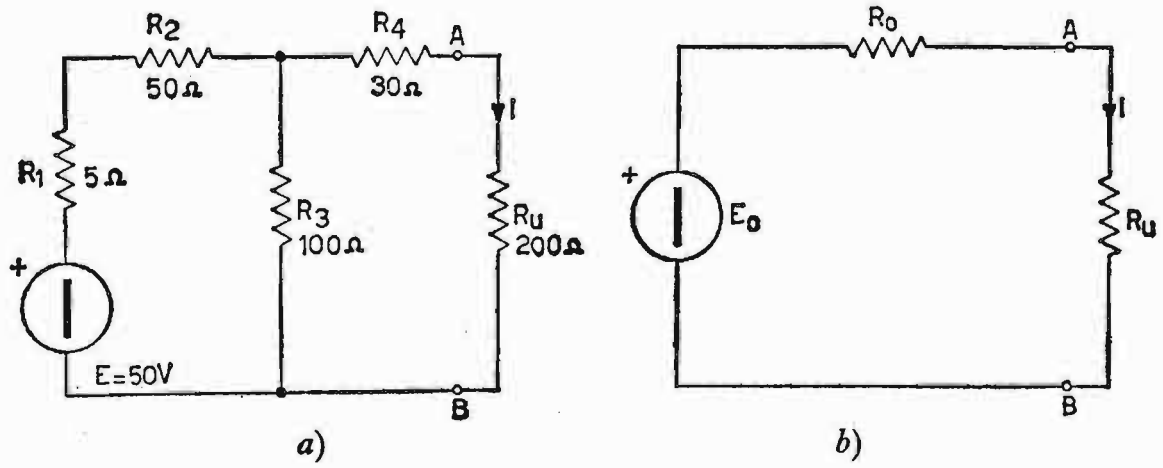


Fig. 49. - *a*) Circuito elettrico composto di resistenze alimentato in c.c; *b*) circuito semplificato secondo Thévenin.

b) Resistenza interna R_0 del generatore equivalente

$$R_0 = R_4 + \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} = 30 + \frac{100 \cdot 55}{155} = 30 + \frac{5500}{155} \cong 65{,}4\ \Omega$$

c) Corrente nel carico R_u

$$I = \frac{E_0}{R_0 + R_u} = \frac{32{,}2}{65{,}4 + 200} \cong 0{,}121 \text{ amp.}$$

2° Esercizio. – **Mediante lo schema di fig. 50a) si calcolino, con il teorema di Thévenin, gli elementi $\bar{E}_0$, $\bar{Z}_0$ e $\bar{I}$ nel carico $\bar{Z}_u$ relativi alla fig. 50b).**

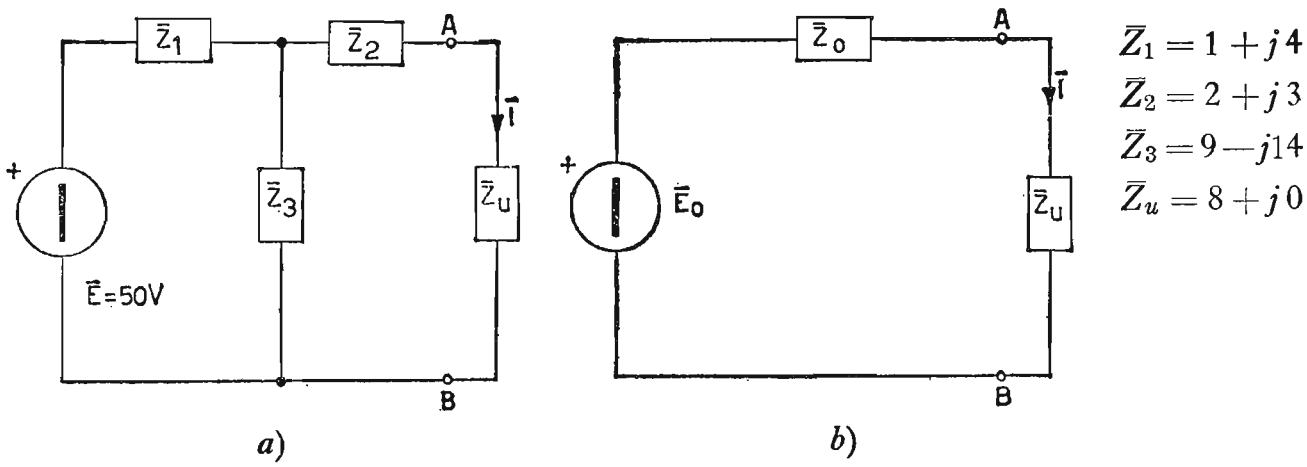


Fig. 50. - *a*) Circuito elettrico composto di impedenze alimentato in c.a.; *b*) circuito semplificato secondo Thévenin.

a) Tensione equivalente $\bar{E}_0$:

$$\bar{E}_0 = \bar{E} \cdot \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_3} = 50 \cdot \frac{(9 - j14)}{1 + j4 + 9 - j14} = \frac{(450 - j700) \cdot (10 + j10)}{(10 - j10) \cdot (10 + j10)} =$$

$$= \frac{11.500 - j2500}{200} \cong 57{,}5 - j12{,}5 \text{ volt}$$

$$|E_0| = \sqrt{(57{,}5)^2 + (12{,}5)^2} = \sqrt{346{,}5} \cong 58{,}8 \text{ volt} \qquad \underline{|-12^0\,16'}$$

b) Impedenza interna $\bar{Z}_0$:

$$\bar{Z}_0 = \bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_1 \cdot \bar{Z}_3}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_3} = 2 + j3 + \frac{(1 + j4) \cdot (9 - j14)}{1 + j4 + 9 - j14} =$$

$$= 2 + j3 + \frac{(65 + j22) \cdot (10 + j10)}{(10 - j10) \cdot (10 + j10)} = 2 + j3 + \frac{430 + j870}{200} =$$

$$= \frac{830 + j1470}{200} \cong 4{,}15 + j7{,}35$$

c) Corrente nel carico $\bar{Z}_u$:

$$I = \frac{\bar{E}_0}{\bar{Z}_0 + \bar{Z}_u} = \frac{(57{,}5 - j12{,}5)}{4{,}15 + j7{,}35 + 8} = \frac{(57{,}5 - j12{,}5) \cdot (12{,}15 - j7{,}35)}{(12{,}15 + j7{,}35) \cdot (12{,}15 - j7{,}35)} =$$

$$= \frac{609{,}32 - j570{,}24}{201{,}64} \cong 3{,}2 - j2{,}84$$

$$|I| = \sqrt{(3{,}2)^2 + (2{,}84)^2} = \sqrt{10{,}24 + 8{,}06} = \sqrt{18{,}26} \cong 4{,}28 \text{ amp} \qquad \underline{|-41^0\,37'}$$

17. Teorema di Norton.

Questo teorema è una conseguenza di quello di Thévenin, infatti, mentre quello sostituisce ad una rete composta di elementi attivi e passivi, un unico elemento attivo (generatore equivalente), avente fem E_0 e impedenza interna Z_0; il teorema di Norton si enuncia nel seguente modo:

In un circuito elettrico complesso, composto da uno o più generatori ed elementi passivi, comunque collegati, la tensione ai capi di un'impedenza qualunque Z, è la stessa di quella che si avrebbe se detta impedenza fosse collegata ad un generatore ideale di corrente, shuntato dall'impedenza

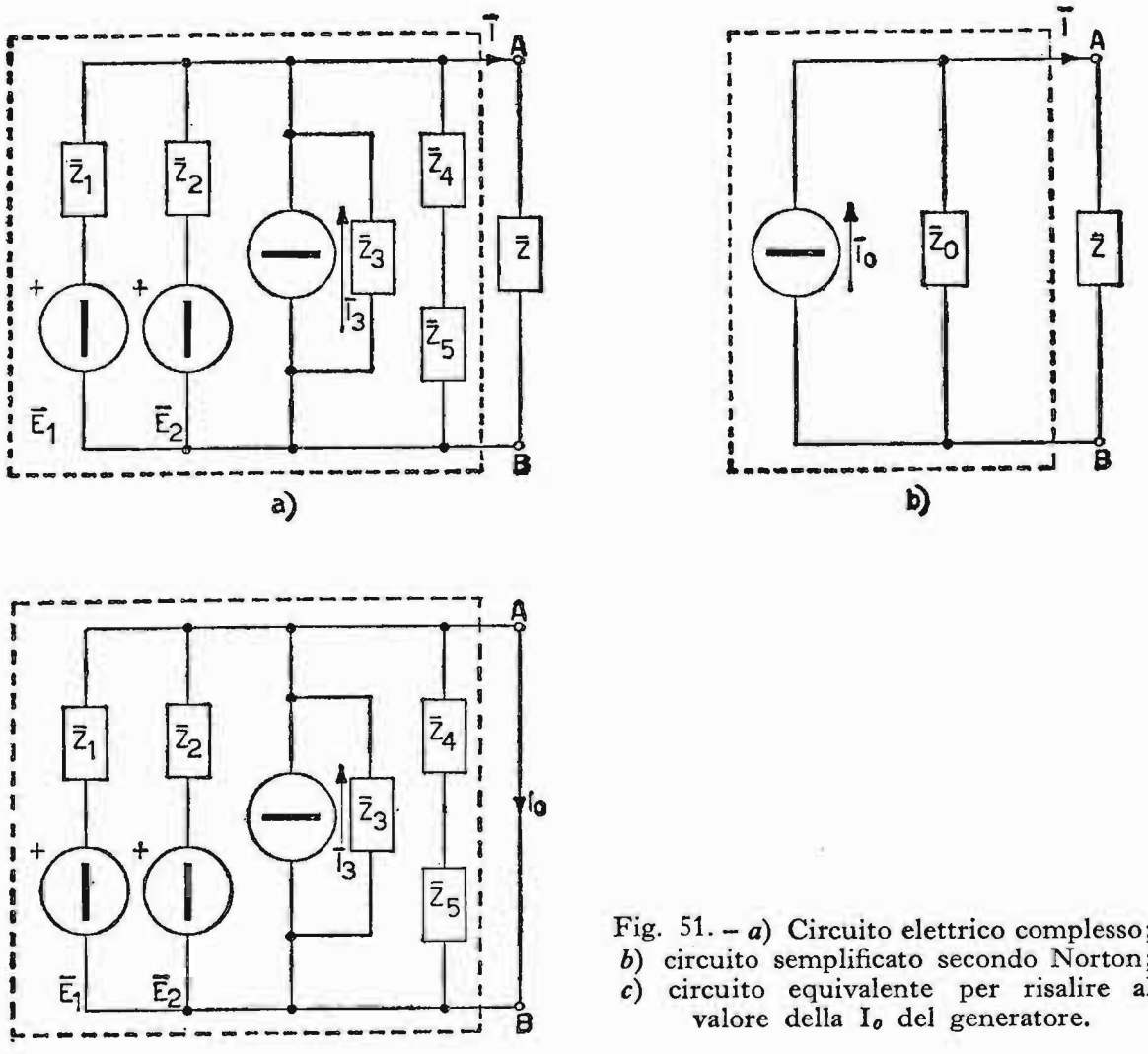


Fig. 51. – *a*) Circuito elettrico complesso; *b*) circuito semplificato secondo Norton; *c*) circuito equivalente per risalire al valore della I_0 del generatore.

Z_0 (misurata esattamente come nel caso del teorema di Thévenin) ed erogante la corrente I_0 di valore uguale a quello che si misura nel collegamento di cortocircuito, che sostituisce l'impedenza Z considerata. Sia dato il circuito elettrico complesso della fig. 51*a*). Il circuito semplificato secondo il teorema di Norton è rappresentato in *b*); la corrente I_0, che deve erogare il generatore si ricava come è indicato in *c*), mentre per l'impedenza Z_0 si adotta lo stesso metodo del teorema di Thévenin.

1° Esercizio. – **Si calcoli, per il circuito di fig. 52a), mediante il teorema di Norton, il valore degli elementi I_0, R_0 e la corrente I nel carico.**

a) Corrente I_0 del generatore:

$$I_0 = \frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} = \frac{5}{4} + \frac{8}{6} = 1{,}25 + 1{,}33 = 2{,}58 \text{ amp}$$

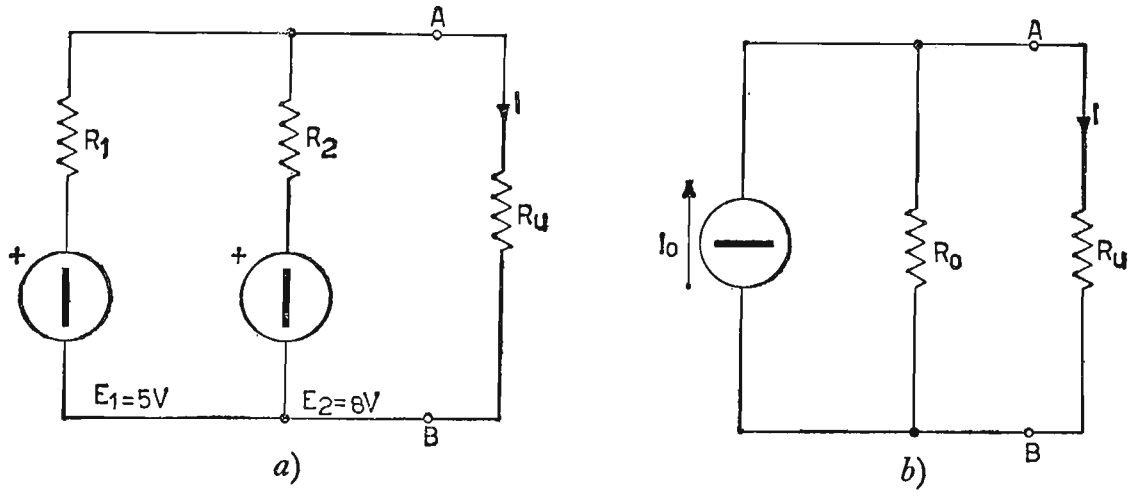


Fig. 52. – *a*) Circuito elettrico composto di resistenze alimentate in c.c; *b*) circuito semplificato secondo Norton.

b) Resistenza in parallelo R_0:

$$R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{4 \cdot 6}{4 + 6} = \frac{24}{10} = 2{,}4\Omega$$

c) Corrente circolante nel carico:

$$I = I_0 \frac{R_0}{R_0 + R_u} = 2{,}58 \cdot \frac{2{,}4}{2{,}4 + 6} = 0{,}737 \text{ amp}$$

2° Esercizio. – **Riprendendo il circuito di fig. 50b), si desidera ricavare il valore della corrente nel carico fig. 53a) e b), secondo il principio di Norton.**

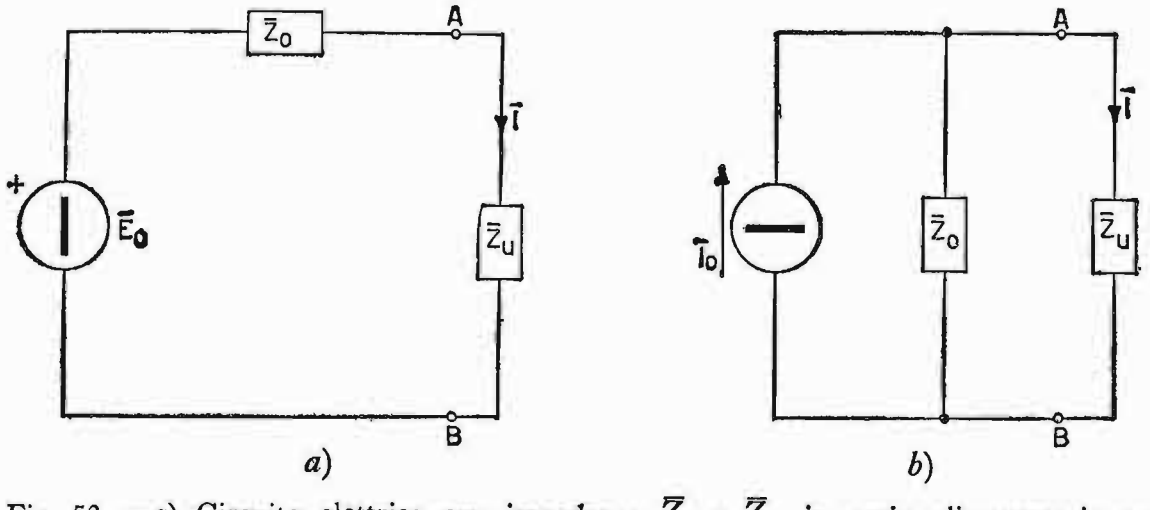


Fig. 53. – *a*) Circuito elettrico con impedenze $\overline{Z}_o$ e $\overline{Z}_u$ in serie alimentate in c.a.; *b*) circuito equivalente secondo Norton.

Si sono ricavati precedentemente:

$$\bar{Z}_0 = 4{,}15 + j7{,}35$$
$$\bar{E}_0 = 57{,}5 - j12{,}5$$

e $\bar{Z}_u$ vale:

$$\bar{Z}_u = 8 + j0.$$

Si ha successivamente:

a) Corrente $\bar{I}_0$ del generatore:

$$\bar{I}_0 = \frac{\bar{E}_0}{\bar{Z}_0} = \frac{(57{,}5 - j12{,}5) \cdot (4{,}15 - j7{,}35)}{(4{,}15 + j7{,}35) \cdot (4{,}15 - j7{,}35)} =$$

$$= \frac{149{,}32 - j474{,}51}{71{,}24} \cong 2{,}1 - j6{,}66$$

$$|I_0| = \sqrt{(2{,}1)^2 + (6{,}66)^2} = \sqrt{4{,}41 + 44{,}35} = \sqrt{48{,}76} \cong 7{,}46 \text{ amp} \quad \underline{|-72^0\,30'}$$

b) Corrente nel carico $\bar{Z}_u$:

$$\bar{I} = \bar{I}_0 \cdot \frac{\bar{Z}_0}{\bar{Z}_0 + \bar{Z}_u} = (2{,}1 - j6{,}66) \cdot \frac{(4{,}15 + j7{,}35)}{4{,}15 + j7{,}35 + 8}$$

$$\bar{I} = \frac{(57{,}666 - j12{,}204) \cdot (12{,}15 - j7{,}35)}{(12{,}15 + j7{,}35) \cdot (12{,}15 - j7{,}35)} =$$

$$= \frac{610{,}94 - j572{,}12}{201{,}64} \cong 3{,}2 - j2{,}84 \text{ amp}$$

$$|I| = 4{,}28 \text{ amp} \quad \underline{|-41^0\,37'}$$

I risultati, circa la corrente nel carico, sono praticamente uguali. Nel circuito varia il generatore, passando da quello reale di tensione (caso Thévenin) a quello reale di corrente (caso Norton).

18. **Teorema di Millman.**

In un circuito elettrico complesso, composto da elementi attivi e passivi, (fig. 54) collegati in modo da presentare (opportunamente semplificato) due soli nodi elettrici, la tensione esistente fra questi due nodi è fornita dalla seguente espressione:

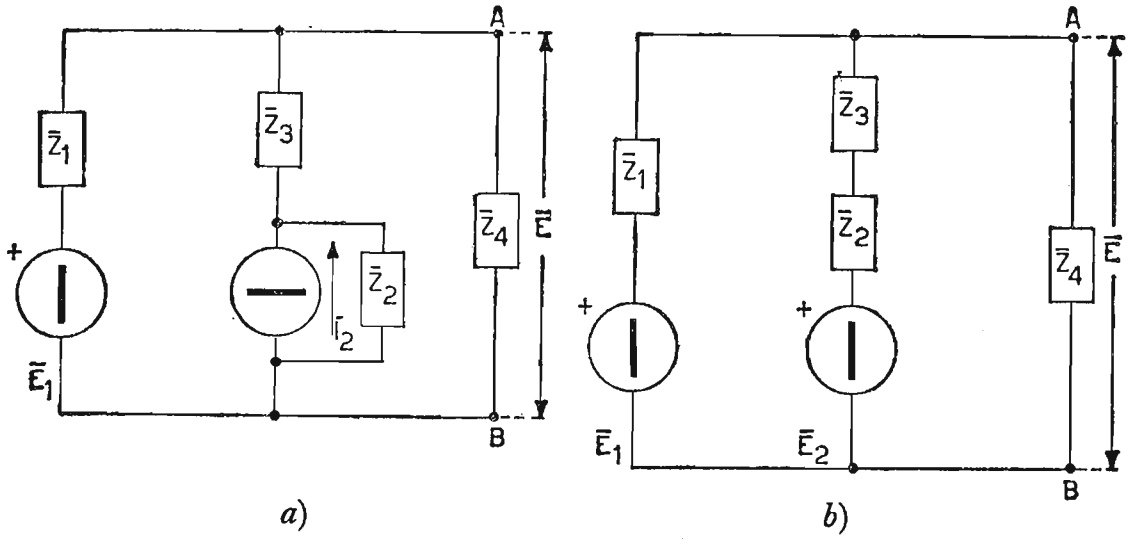


Fig. 54. – *a*) Circuito elettrico complesso; *b*) circuito equivalente per applicare il teorema di Millman.

$$\bar{E}_{AB} = \frac{\dfrac{\bar{E}_1}{\bar{Z}_1} + \dfrac{\bar{E}_2}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3}}{\dfrac{1}{\bar{Z}_1} + \dfrac{1}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3} + \dfrac{1}{\bar{Z}_4}}$$

per cui si dirà in generale che la tensione esistente fra i punti A e B è ottenuta dividendo la somma delle correnti di cortocircuito di ciascun ramo, per la somma delle ammettenze di ciascun ramo stesso. Nei rami, in cui vi è solo un'impedenza e manca il generatore di tensione, si pone solo il valore della corrispondente ammettenza al denominatore dell'espressione, in quanto nullo è il suo contributo di corrente, essendo la sua fem uguale a zero.

1° Esercizio. – **Sia dato il circuito di fig. 55. Si ricavi, mediante il principio di Millman, la tensione fra i morsetti A e B, situati ai capi del carico R_u.**

$$V_{AB} = \frac{\dfrac{E_1}{R_1} + \dfrac{E_2}{R_2}}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2} + \dfrac{1}{R_3} + \dfrac{1}{R_u}}$$

$$V_{AB} = \frac{\dfrac{60}{4} + \dfrac{40}{2}}{\dfrac{1}{4} + \dfrac{1}{2} + \dfrac{1}{10} + \dfrac{1}{5}} = \frac{15 + 20}{0{,}25 + 0{,}5 + 0{,}1 + 0{,}2} = \frac{35}{1{,}05} \cong 33{,}4 \text{ volt}$$

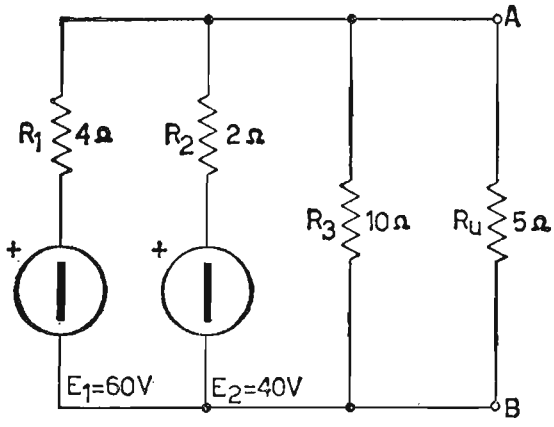


Fig. 55. – Rete elettrica di resistenze alimentate in c.c. da risolvere secondo Millman.

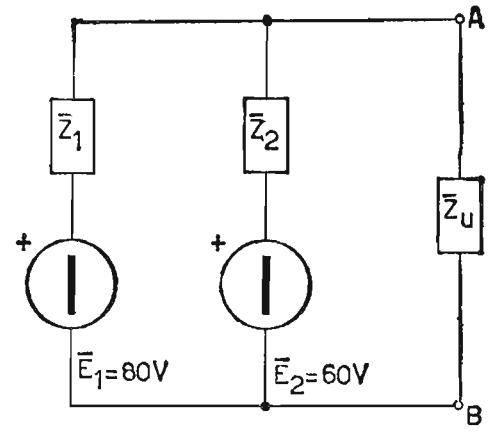


Fig. 56. – Rete elettrica di impedenze alimentate in c.a. da risolvere secondo Millman.

2° Esercizio. – **Si ricavi, mediante il principio di Millman la tensione esistente fra i punti *AB* dello schema di fig. 56.**

$$\bar{E}_{AB} = \frac{\dfrac{\bar{E}_1}{\bar{Z}_1} + \dfrac{\bar{E}_2}{\bar{Z}_2}}{\dfrac{1}{\bar{Z}_1} + \dfrac{1}{\bar{Z}_2} + \dfrac{1}{\bar{Z}_u}} = \frac{\dfrac{80}{4+j8} + \dfrac{60}{4+j2}}{\dfrac{1}{4+j8} + \dfrac{1}{4+j2} + \dfrac{1}{6-j2}} =$$

$$= \frac{\dfrac{80\,(4-j8)}{80} + \dfrac{60\,(4-j2)}{20}}{\dfrac{4-j8}{80} + \dfrac{4-j2}{20} + \dfrac{6+j2}{40}} = \frac{(1280-j1120)\cdot(32+j12)}{(32-j12)\cdot(32+j12)}$$

$$= \frac{40.960 + j15.360 - j35.840 + 13.440}{1184} =$$

$$= \frac{54.400 - j20.480}{1184} \cong 46 - j17{,}3 \text{ volt}$$

$$|E_{AB}| = \sqrt{(46)^2 + (17{,}3)^2} = \sqrt{2415{,}29} \cong 49{,}14 \text{ volt} \quad \underline{|-14^0\,54'}$$

19. Equazioni del Vallauri.

In un triodo la corrente catodica è funzione dei potenziali conferiti alla placca V_a e alla griglia V_g. Esistono, quindi, infinite combinazioni di

detti valori, capaci di riprodurre la stessa quantità di corrente catodica. Naturalmente, la tensione data alla griglia produce un effetto maggiore sulla corrente catodica di una eguale tensione conferita alla placca. Infatti, la griglia si trova molto più vicina della placca all'elemento emettitore, ossia al catodo. Per questa ragione, essendo l'intensità di campo elettrico definita dal termine:

$$E = \frac{volt}{metro}$$

quanto minore è la distanza fra le superfici interessate tanto maggiore è

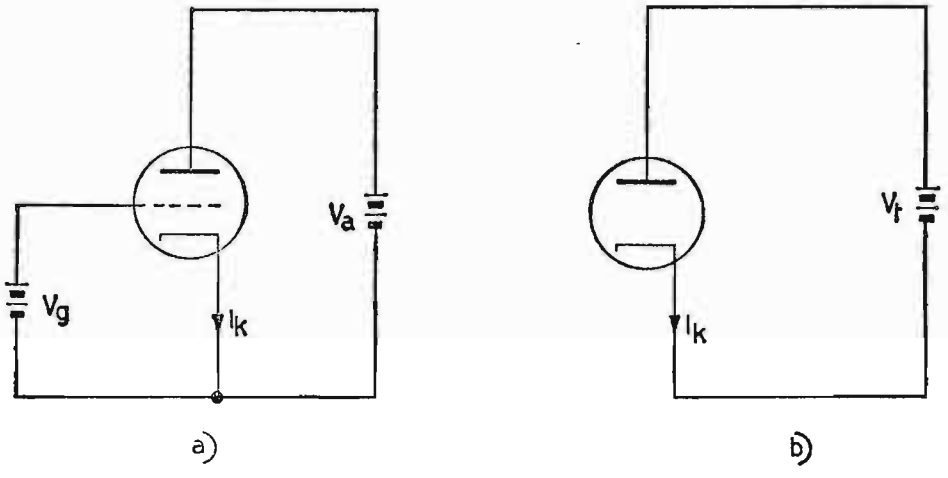


Fig. 57. – Rappresentazione dell'alimentazione: *a*) di un triodo; *b*) di un diodo, con valori delle tensioni capaci di far scorrere in entrambi i tubi la stessa I_K.

detta intensità. Di conseguenza, nel nostro caso, per la griglia è maggiore il potere di estrazione degli elettroni.

Per verificare l'importanza di quanto è stato detto, svolgiamo parallelamente due casi rappresentati in fig. 57. In *a*) è raffigurato un triodo con potenziali di placca e di griglia capaci di far scorrere una certa corrente catodica. In *b*) è rappresentato un diodo, avente la capacità anodo catodo (C_{ak}) uguale a quella corrispondente del triodo, alimentato da una batteria anodica, il cui potenziale è capace di far circolare la stessa corrente circolante nel triodo.

Siccome le due correnti catodiche sono *uguali*, è pur vero, considerando i due tubi dal punto di vista elettrostatico, che sono uguali le due quantità di corrente immagazzinate; ossia, quella dovuta alla capacità anodo-catodo (C_{ak}) del diodo è uguale a quella complessiva richiesta dalle capacità anodo-catodo (C_{ak}) e griglia-catodo (C_{gk}) del triodo. Possiamo, quindi, scrivere:

$$Q \text{ globale (diodo)} = Q \text{ anodo} + Q \text{ griglia} \quad \text{(triodo)}$$

per cui, tenendo conto della relazione: $Q = CV$ si può esprimere l'uguaglianza nella forma:

$$C_{ak} \cdot V \text{ globale} = C_{ak} \cdot V_a + C_{gk} \cdot V_g$$

dividendo primo e secondo membro per C_{ak}, eguale per entrambi i tubi, si ottiene:

$$V \text{ globale} = V_a + \frac{C_{gk}}{C_{ak}} \cdot V_g$$

Siccome, la capacità C_{gk}, per costruzione, è sempre maggiore della C_{ak}, il rapporto $\frac{C_{gk}}{C_{ak}}$ è maggiore di uno ed è un coefficiente che si affianca al termine V_g, per indicare quante volte l'effetto della tensione di griglia è maggiore di quello anodico nei confronti della corrente catodica nel tubo. A detto rapporto si dà il nome di coefficiente di amplificazione del triodo, indicandolo con la lettera μ.

L'espressione precedente diventa allora:

$$V \text{ globale} = V_a + \mu V_g$$

Ad esempio, se vogliamo ottenere la stessa quantità di corrente circolante in entrambi i catodi della fig. 57, quando il triodo ha un coefficiente di amplificazione $\mu = 20$ e i potenziali $V_a = 200$ volt e $V_g = 15$ volt; occorrerà dare al diodo un potenziale pari a:

$$V \text{ glob} = 200 + 20 \cdot 15 = 500 \text{ Volt.}$$

Da questa prima indagine, possiamo affermare che il potenziale conferito alla griglia ha un effetto notevolmente superiore di quello che si ha aggiungendo la stessa tensione di griglia al potenziale anodico del diodo.

Infatti, saremmo passati a soli 215 volt complessivi, ben lontani dai 500 che necessitano per simulare il triodo ed ottenere la stessa corrente catodica.

Finora, abbiamo considerato il triodo con tensioni di griglia dello stesso segno del potenziale anodico, mentre praticamente il triodo viene impiegato nel campo delle tensioni negative di griglia e, quindi, per questa ragione, la corrente catodica eguaglia la corrente anodica, essendo $I_g = 0$.

Nella fig. 58 è rappresentato l'andamento della caratteristica globale anodica relativa a due tubi diversi: un triodo e un pentodo. Si può osservare, nel caso del triodo per $V_g = 0$, che la caratteristica anodica coincide con quella di un diodo, essa, come è noto, è composta da un tratto rettilineo raccordato all'origine da un tratto curvo.

Sappiamo, inoltre, che si può ottenere una famiglia di caratteristiche anodiche tutte parallele ed equidistanti fra di loro, se la tensione di griglia

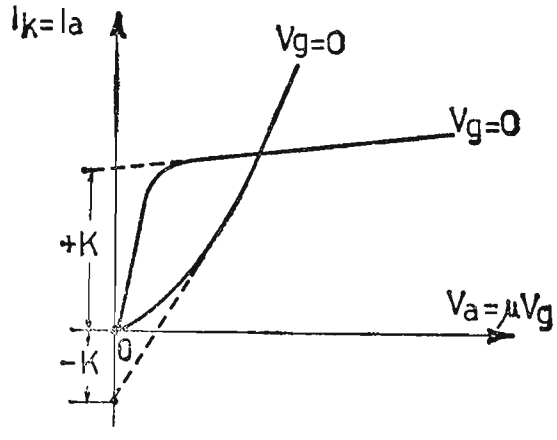


Fig. 58. – Andamento ideale della caratteristica anodica globale per un triodo (— K) e per un pentodo (+ K).

cresce con progressione aritmetica. L'andamento della caratteristica anodica globale di un triodo o di un pentodo è rappresentato dall'equazione seguente, la quale tiene conto, come in fig. 58 di rette non passanti per l'origine:

$$I_a = \frac{1}{r_a}(V_a + \mu V_g) \pm K$$

(+ K per pentodi, — K per triodi).

Nell'equazione della corrente anodica, per un certo valore di V_a, al valore di tensione di griglia, capace di annullare la corrente anodica, viene dato il nome di *tensione di interdizione* della corrente anodica. Il suo valore viene ricavato dalla seguente posizione:

$$V_a + \mu V_{gi} = 0 \qquad V_{gi} = -\frac{V_a}{\mu}.$$

Considerando, invece, le caratteristiche anodiche rettilinee ed equidistanti (trascurando, cioè, la parte iniziale relativa a bassi valori di corrente anodica) e, prendendo in considerazione le sole variazioni dei parametri tensione e corrente, indicando con i_a la variazione di corrente anodica

causata dalle variazioni v_a e v_g, l'equazione della corrente anodica, diventa:

$$i_a = \frac{1}{r_a}(v_a + \mu\, v_g)$$

od anche

$$i_a = g_a\,(v_a + \mu\, v_g)$$

raccogliendo nel secondo membro μ a fattor comune e ricordando che $\mu\, g_a = g_m$, si ricava anche:

$$i_a = g_m\left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right).$$

Queste due espressioni, relative ai volt globali anodici o ai volt globali di griglia vengono denominate: equazioni di Vallauri e impiegate, per quanto riguarda il segnale, nel progetto dei circuiti amplificatori.

Esse ci forniscono, inoltre, una seconda definizione del coefficiente di amplificazione μ. Infatti, considerando nulla la corrente anodica allorchè è nulla la variazione di potenziale globale, non essendo nullo il termine g_a o g_m, sarà nulla, nell'espressione precedente, la parte:

$$v_a + \mu\, v_g = 0$$

oppure:

$$v_g + \frac{v_a}{\mu} = 0$$

e, quindi, per entrambe le uguaglianze si ricava:

$$\mu = -\frac{v_a}{v_g}.$$

Quindi, il coefficiente di amplificazione μ è una quantità negativa, esso è ottenuto dal rapporto fra una variazione di tensione anodica v_a e la corrispondente variazione di tensione di griglia v_g, mantenendo per tali variazioni la corrente anodica costante.

20. Il tubo elettronico in regime dinamico.

Un tubo elettronico amplificatore può essere collegato, allo scopo di amplificare il segnale, in tre montaggi diversi. Essi sono denominati, relativamente alle sole componenti alternative, nel seguente modo: *catodo a massa*, *placca a massa* e *griglia a massa*. Analizziamo successivamente i tre casi:

a) Catodo a massa. – Disponiamo in serie alla placca di un triodo una resistenza di carico R_c e alimentiamo il circuito con tensioni costanti di anodo (V_b) e di griglia (V_{g0}) (fig. 59). Quando viene introdotto un segnale alternativo E_g in serie al circuito di griglia, ai capi del carico anodico R_c nasce una tensione utile $E_a = - R_c J_a$, di segno opposto alla tensione E_g.

L'equazione del Vallauri si modifica nella:

$$J_a = g_a (\mu E_g - R_c J_a).$$

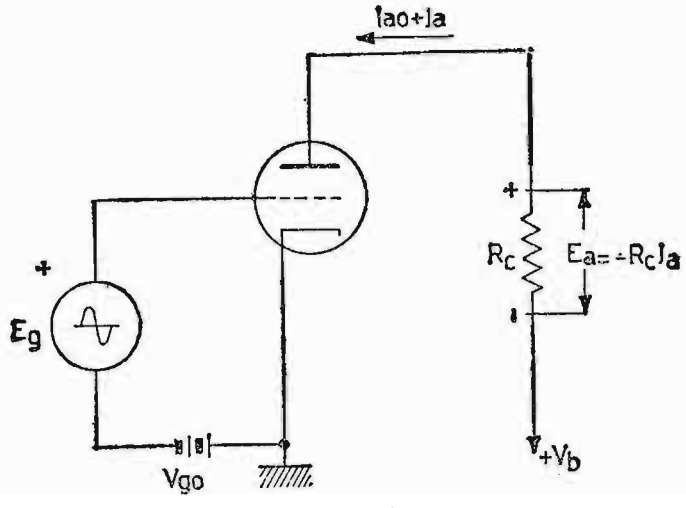


Fig. 59. – Amplificatore a triodo con catodo a massa.

Essa, espressa nella forma $\mu E_g = r_a J_a + R_c J_a$ ci suggerisce il circuito di fig. 60, relativo alle sole componenti alternative.

Siccome, la sola tensione utile è quella ai capi del carico anodico, in quanto la caduta $r_a J_a$ è dovuta alla resistenza interna del tubo, *l'amplificazione di lavoro* (o in regime dinamico) per il tubo, intesa come rapporto fra tensione utile e tensione d'ingresso, vale:

$$A = \frac{E_a}{E_g} = - \frac{R_c J_a}{E_g} = - \frac{R_c \cdot \mu E_g}{E_g (r_a + R_c)} = - R_c \frac{\mu}{r_a + R_c}.$$

Questa espressione ci suggerisce che l'amplificazione di lavoro è una quantità che tende al valore μ, quanto più alta è la resistenza R_c nei confronti della resistenza anodica del tubo. Siccome non è possibile realizzare resistenze di carico molto elevate nei confronti della r_a, anche per la piccola tensione che rimarrebbe a disposizione sull'anodo, si fissa di solito (se non espressamente richiesto) per un triodo, il valore della R_c da 2 a 5 volte la r_a del tubo.

Riprendiamo l'equazione del Vallauri espressa secondo il circuito differenziale anodico di fig. 60.

Raccogliendo J_a a fattor comune si ha successivamente:

$$\mu E_g = J_a (r_a + R_c); \qquad \frac{J_a}{E_g} = \frac{\mu}{r_a + R_c} = g'_m.$$

Il termine g'_m rappresenta la conduttanza mutua di lavoro, elemento caratteristico di ogni amplificatore, al quale ci si deve riferire nel calcolo dell'amplificazione. Esso ha un valore minore della $g_m \left(= \frac{\mu}{r_a}\right)$

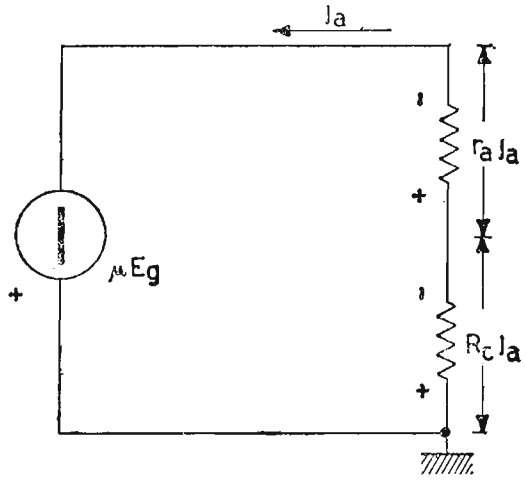


Fig. 60. – Circuito equivalente per le sole componenti alternative dell'amplificatore con catodo a massa (circuito differenziale anodico).

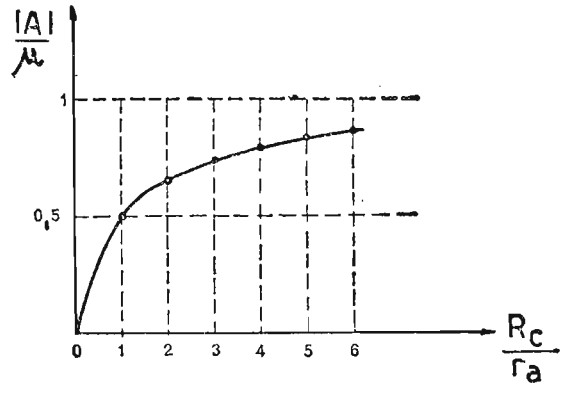


Fig. 61. – Curva rappresentante l'andamento del rapporto $\frac{A}{\mu}$ in funzione del rapporto $\frac{R_c}{r_a}$ per l'amplificatore con catodo a massa.

statica dei triodi, ma poco diverso dalla g_m statica dei pentodi, in quanto per i pentodi si ha $r_a \gg R_c$.

Il grafico di fig. 61 rappresenta l'andamento del rapporto $\frac{A}{\mu}$ del tubo amplificatore, al variare del rapporto $\frac{R_c}{r_a}$.

Esaminiamo, ora, le stesse grandezze dal punto di vista grafico. Nella fig. 62 sono rappresentate le caratteristiche anodiche statiche e mutue relative al triodo 6J5.

Per tracciare la retta di carico sulla famiglia di caratteristiche anodiche statiche, occorre individuare *due punti* e precisamente: quello di *ascissa* determinato dalla tensione di alimentazione anodica V_b e quello di *ordinata* determinato dalla relazione:

$$I_a = \frac{V_b}{R_c}.$$

Tracciata la retta di carico, si ricava sulle caratteristiche mutue la caratteristica mutua dinamica, ottenuta per trasporto sul diagramma $I_a = f(V_g)$

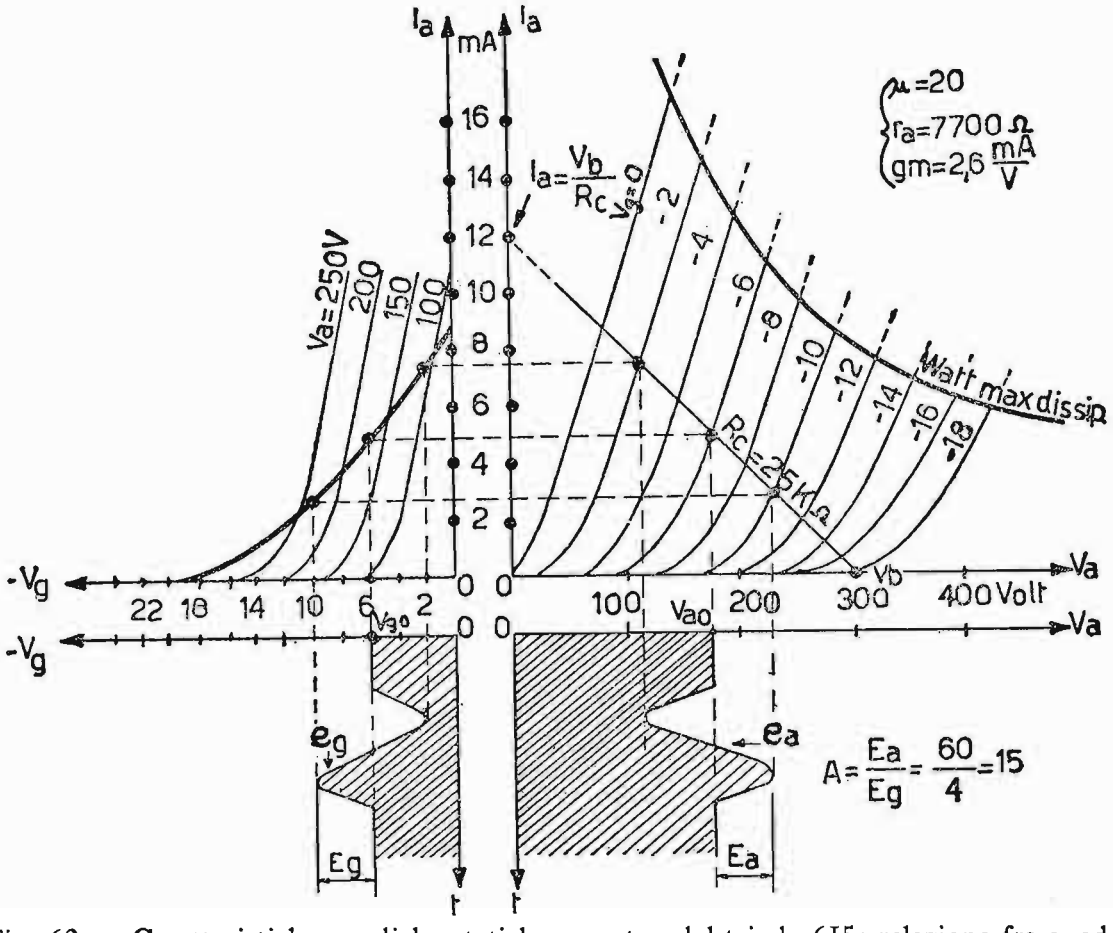


Fig. 62. – Caratteristiche anodiche statiche e mutue del triodo 6J5; relazione fra e_a ed e_g; retta di carico e caratteristica mutua dinamica.

dei punti di intersezione che la retta di carico produce, intersecando le caratteristiche anodiche statiche. Questa caratteristica, relativa ad una determinata resistenza di carico, ha una pendenza minore delle caratteristiche mutue statiche ed è ad essa che ci dobbiamo riferire in sede di progetto di un amplificatore.

Nel diagramma di fig. 62, il rapporto fra la tensione E_a e quella E_g fornisce, per l'amplificazione di lavoro:

$A = 15$, mentre analiticamente essa vale:

$$A = \mu \frac{R_c}{R_c + r_a} = 20 \cdot \frac{25 \cdot 10^3}{(25 + 7{,}7) \cdot 10^3} \cong 15{,}3.$$

I valori sono approssimativamente uguali. Dal diagramma accennato possiamo notare l'opposizione di fase fra E_a ed E_g.

b) Placca a massa. – Esaminiamo il circuito di fig. 63*a*). La placca del tubo è collegata al positivo generale V_b e la tensione d'uscita dell'amplificatore è disponibile ai capi della resistenza catodica R_k. Il circuito

equivalente relativo alle sole componenti alternative è indicato in *b*, dove il generatore ideale di tensione μE_g, vale anche:

$$\mu (E_i - E_k).$$

Per risalire all'amplificazione dello stadio, intesa come rapporto:

$$\frac{E_k}{E_i} = \frac{E_u}{E_i}$$

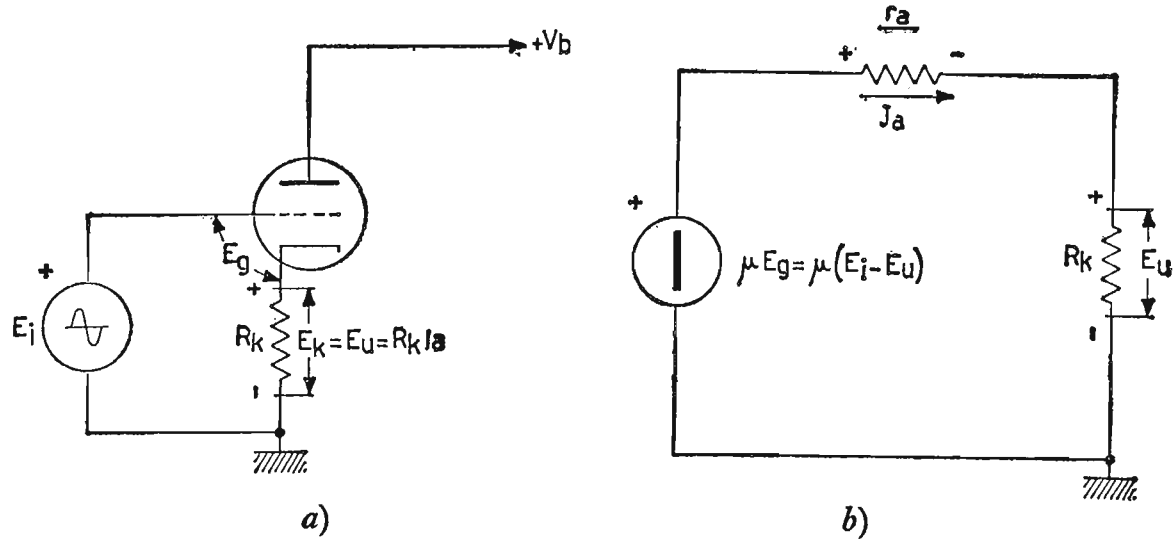


Fig. 63. – *a*) Amplificatore a triodo con placca a massa; *b*) circuito equivalente per le sole componenti alternative.

bisogna fare talune considerazioni; anzitutto alla tensione E_u sostituiamo l'equivalente $R_k J_a$ ed otteniamo:

$$\mu E_g = \mu (E_i - R_k J_a)$$

per cui la corrente anodica vale, allora successivamente:

$$J_a = \frac{\mu (E_i - R_k J_a)}{r_a + R_k}$$

$$\mu E_i - \mu R_k J_a = r_a J_a + R_k J_a$$

$$\mu E_i = J_a [R_k (\mu + 1) + r_a]$$

$$J_a = \frac{\mu E_i}{R_k (\mu + 1) + r_a}$$

dividendo numeratore e denominatore del secondo membro per il fattore $\mu + 1$, si ha:

$$J_a = \frac{\dfrac{\mu}{\mu + 1} \cdot E_i}{R_k + \dfrac{r_a}{\mu + 1}}$$

questa espressione suggerisce il circuito equivalente di fig. 64, inalterato agli effetti della corrente anodica e del carico R_k.

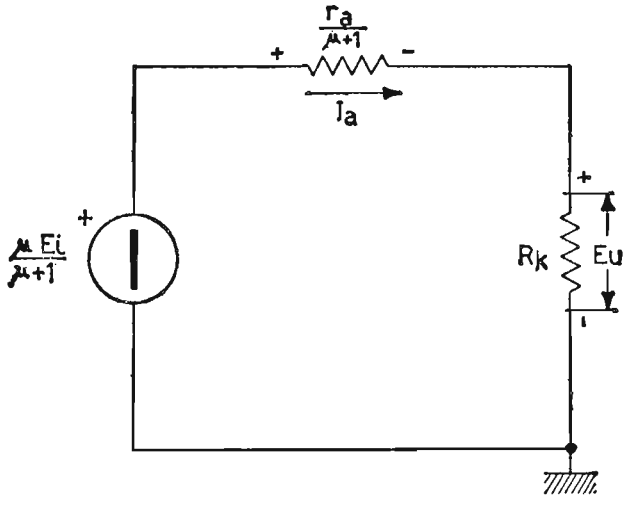


Fig. 64. – Circuito equivalente d'uscita del triodo con placca a massa.

L'amplificazione di lavoro si ottiene successivamente da queste operazioni, cioè: moltiplicando prima ambo i membri della ultima espressione ricavata per la resistenza R_k, quindi, ricordando che $E_u = R_k J_a$ e, dividendo il primo membro per E_i, si ha:

$$R_k J_a = \frac{\dfrac{\mu}{\mu + 1} \cdot E_i}{R_k + \dfrac{r_a}{\mu + 1}} \cdot R_k$$

$$A = \frac{E_u}{E_i} = \frac{\mu}{(\mu + 1)} \cdot \frac{R_k}{\left(R_k + \dfrac{r_a}{\mu + 1}\right)}$$

l'amplificazione dello stadio, di conseguenza, è minore di 1 e si avvicina

tanto più all'unità quanto è $\mu \gg 1$ ed $R_k \gg \frac{1}{g_m}$ infatti risulta per dette condizioni:

$$A \cong \frac{\mu}{\mu + 1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu}}.$$

Questo circuito viene denominato « *inseguitore catodico* », in quanto, ad un aumento della tensione E_i segue un subitaneo aumento di E_u e viceversa; esso ha il pregio di passare da un'*alta resistenza* (impedenza) *d'ingresso ad un bassa resistenza* (impedenza) *d'uscita* di valore:

$$\frac{r_a}{\mu + 1} \cong \frac{1}{g_m}.$$

Per tale comportamento il circuito assume anche il nome di « *trasferitore catodico* », in quanto, trasferisce quasi integralmente la tensione alternativa d'ingresso alla resistenza di utilizzazione R_k, senza apprezzabile distorsione. L'inseguitore catodico presenta altri vantaggi, ad esempio, a differenza di un normale trasformatore, esso diminuisce l'impedenza di uscita senza variare in modo apprezzabile il valore della tensione.

Inoltre, mentre in un trasformatore la potenza trasferita sul secondario *è sempre inferiore* di quella primaria, nel trasferitore catodico vi è addirittura all'uscita *amplificazione di potenza*, dell'ordine del rapporto delle impedenze. La gamma di utilizzazione è molto vasta, estendendosi sino a qualche *MHz*. In questo circuito la tensione d'uscita è in fase con quella all'entrata.

c) Griglia a massa. – L'amplificatore con griglia a massa è rappresentato nella fig. 65, dove la griglia del tubo collegata direttamente a massa mentre il segnale entra sul catodo. La tensione d'uscita è disponibile ai capi del carico anodico R_c. Il circuito elettrico relativo alle componenti alternative è quello di fig. 66. In esso sono in evidenza: il generatore E_i (tensione a vuoto del generatore), con la propria resistenza interna R, il generatore μE_g con la resistenza interna r_a ed il carico R_c.

Considerando la fig. 66 applichiamo l'equazione di Kircchoff delle maglie elettriche ed otteniamo:

$$\mu E_g - E_i - J_a \cdot (R + r_a + R_c) = 0 \tag{1}$$

ed anche:

$$E_g + E_i + R J_a = 0 \tag{2}$$

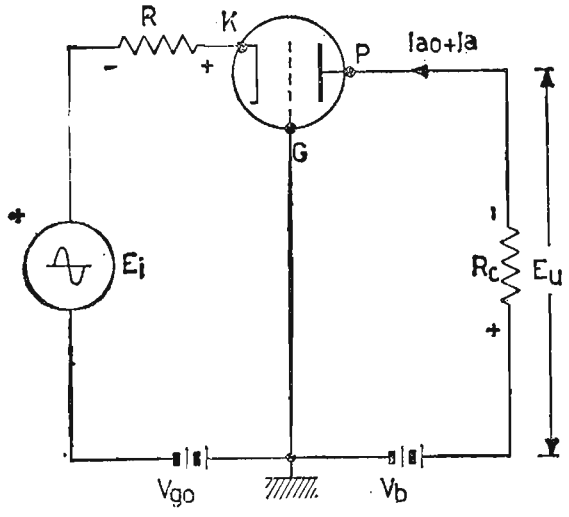


Fig. 65. – Amplificatore a triodo con griglia a massa.

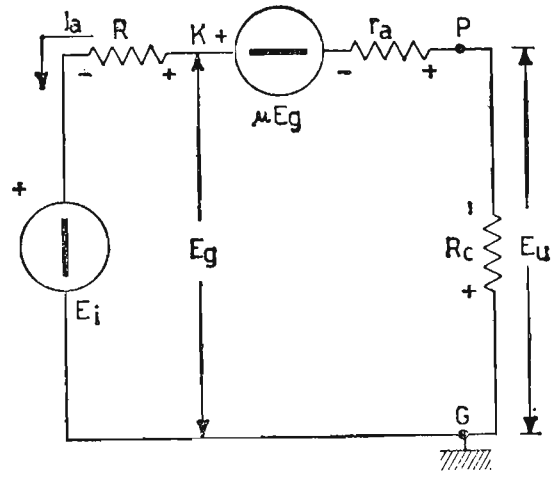


Fig. 66. – Circuito equivalente, per le sole componenti alternative, dell'amplificatore con griglia a massa.

ora, ricavando E_g dalla seconda equazione e sostituendolo nella prima, si ha successivamente:

$$\mu \cdot (-E_i - RJ_a) - E_i = J_a \cdot (r_a + R + R_c)$$

$$-E_i \cdot (\mu + 1) = \mu RJ_a + r_a J_a + RJ_a + R_c J_a$$

$$-E_i \cdot (\mu + 1) = J_a \cdot [R \cdot (\mu + 1) + r_a + R_c],$$

e quindi la corrente anodica vale:

$$J_a = \frac{-E_i \cdot (\mu + 1)}{R(\mu + 1) + r_a + R_c},$$

siccome $E_u = -R_c J_a$, l'amplificazione vale:

$$A = \frac{E_u}{E_i} = \frac{(\mu + 1) \cdot R_c}{R(\mu + 1) + r_a + R_c}$$

la quale, per $R = 0$ si riduce alla semplice:

$$A = (\mu + 1) \cdot \frac{R_c}{R_c + r_a}$$

poco diversa di quella di un normale amplificatore con catodo a massa.

Questo tipo di amplificatore non introduce inversione di fase fra segnale di entrata e d'uscita; inoltre, rende praticamente trascurabile l'in-

fluenza della capacità C_{ga} (effetto Miller) essendo la griglia collegata direttamente a massa. La resistenza (impedenza) d'entrata di un amplificatore con griglia a massa è estremamente bassa e, vale:

$$R_e = \frac{E_i}{J_a} = \frac{r_a + R_c + R(\mu + 1)}{\mu + 1} = R + \frac{r_a + R_c}{\mu + 1}.$$

Questo basso valore della resistenza d'entrata, permette di adottare l'amplificatore in discorso, come circuito d'ingresso di un ricevitore *FM* o *TV* in quanto si adatta egregiamente con l'impendenza caratteristica della linea di discesa d'antenna.

La resistenza (impedenza) di uscita è discretamente elevata e vale in riferimento alla fig. 68.

$$R_u = r_a + R(\mu + 1).$$

A differenza del circuito con placca a massa, l'amplificatore con griglia a massa ha una *bassissima resistenza d'ingresso ed un'elevata resistenza d'uscita*, inoltre, mantiene uguale il valore delle correnti all'entrata ed all'uscita. Siccome, l'amplificatore con griglia a massa non risente in modo apprezzabile l'effetto dalla C_{ga}, esso può essere impiegato con profitto anche alle altissime frequenze.

TABELLA N. 3. – *Comportamento dell'amplificatore nelle tre connessioni fondamentali.*

Tipo di amplificatore	Amplificazione	Res. entrata	Res. uscita
Catodo a massa	Grande	Grande	Media
Placca a massa	< 1	Elevata	Bassa
Griglia a massa	Grande	Bassa	Elevata

21. Regimi fondamentali di lavoro.

Lo scopo del tubo elettronico a più di due elettrodi è quello di amplificare il segnale inviatogli all'ingresso, naturalmente a spese delle sorgenti di corrente continua che alimentano il tubo.

Quindi in generale, l'amplificatore può essere considerato come un apparato che converte potenza in c. c. in potenza c. a.

Gli amplificatori possono essere classificati:

1) a seconda della gamma di frequenze che debbono amplificare (bassa-frequenza; media-frequenza; alta-frequenza; video-frequenza ecc);

2) a seconda delle grandezze da amplificare (amplificatori di tensione; amplificatori di potenza);

3) a seconda del modo di funzionamento e del rendimento (amplificatori in classe A-B-C e derivate).

Mentre rimandiamo la presentazione dei casi 1 e 2, che tratteremo ampiamente nei capitoli seguenti, vogliamo qui presentare il 3° caso, ossia, *le tre classi* fondamentali di lavoro per un tubo elettronico.

a) Classe A. – Un amplificatore lavora in classe *A*, quando l'angolo di circolazione della corrente di griglia è nullo e quello della corrente anodica è di 360°.

In questa classe la corrente anodica circola per tutto il periodo. Per questa ragione, l'amplificatore in classe *A* conserva inalterata la forma d'onda della tensione da amplificare. Infatti, come si vede in fig. 67, la tensione di polarizzazione di griglia controllo viene scelta in un punto, dove la caratteristica mutua è lineare.

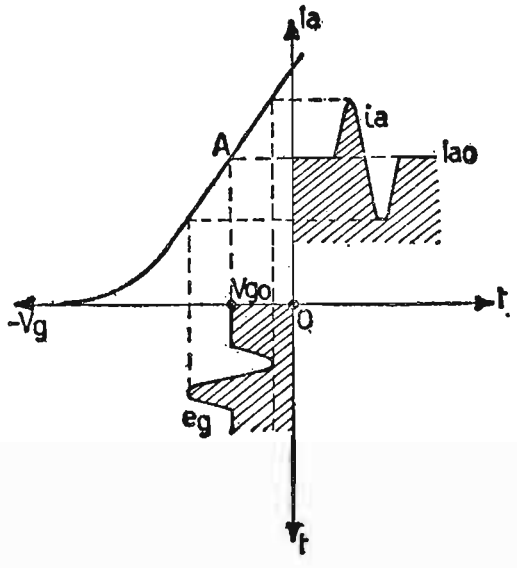


Fig. 67. – Regime di funzionamento in classe A.

Durante il funzionamento si fa scorrere la tensione di griglia solo sul tratto rettilineo di detta caratteristica mutua, e non si fa raggiungere alla griglia valori positivi o valori di interdizione. In questa classe di funzionamento vi è un basso rendimento anodico 20 ÷ 35%, impiegando rispettivamente triodi o pentodi con il vantaggio di assenza o minima presenza di armoniche. L'amplificatore in classe *A* può funzionare indifferentemente sia come *amplificatore di tensione*, sia come *amplificatore di potenza* in bassa o in alta frequenza.

Naturalmente per gli amplificatori di potenza in *BF* e in *AF* si preferiscono come vedremo di seguito, rispettivamente le classi *B* e *C*, dato l'elevato rendimento anodico che comportano. Verifichiamo graficamente il funzionamento dell'amplificatore in classe *A*, deducendone poi, in base alle grandezze interessate, il rendimento anodico.

Se V_b (tensione di batteria anodica) è la tensione di alimentazione anodica, V_{a0} la tensione anodica di riposo in assenza di segnale, V_{g0} la ten-

sione di griglia di riposo ed I_{a0} la corrente anodica di riposo, sempre in assenza di segnale e, chiamando con e_g ed e_a i valori istantanei e con E_g ed E_a i valori massimi delle tensioni di griglia e di placca supponendo fin d'ora grandezze variabili con forma d'onda sinusoidale e, i_a ed J_a rispetti-

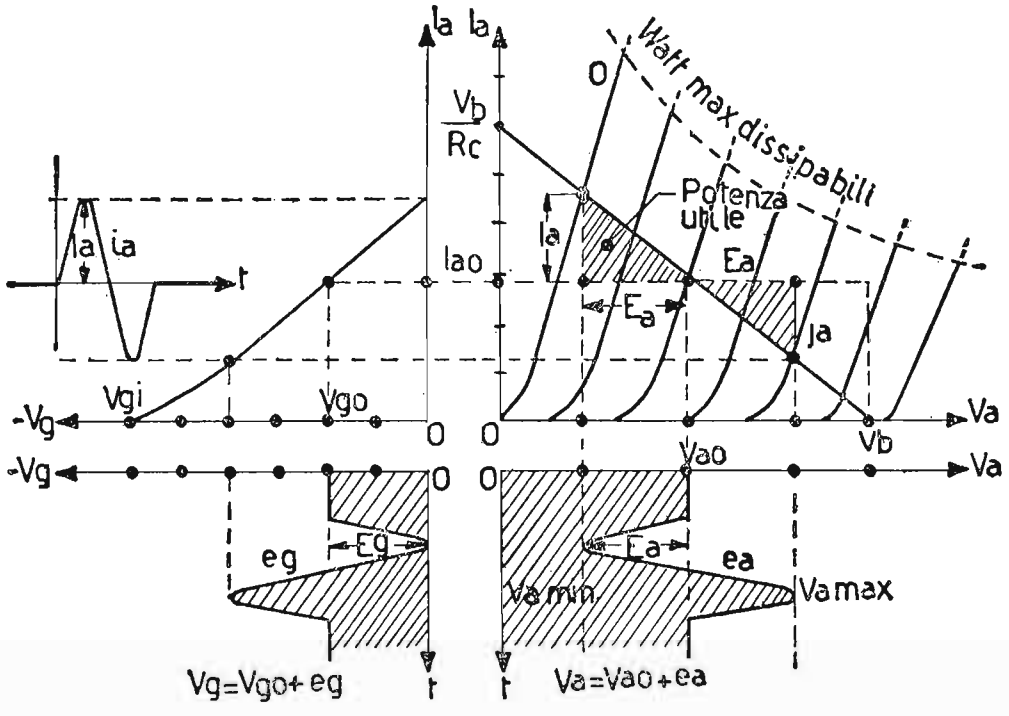


Fig. 68. – Verifica grafica, mediante le caratteristiche anodiche, del funzionamento dell'amplificatore in classe A.

vamente i valori istantaneo e massimo della corrente anodica, possiamo stabilire le seguenti relazioni:

potenza erogata dall'alimentatore anodico:

$$P_{al} = V_b \cdot I_{a0} \quad \text{watt}$$

potenza utile sul carico:

$$P_u = \frac{1}{2} E_a J_a \quad \text{watt}$$

rendimento anodico:

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{\frac{1}{2} E_a J_a}{V_b \cdot I_{a0}} = \frac{1}{2} \frac{E_a \cdot J_a}{V_b \cdot I_{a0}}$$

potenza dissipata sul tubo e sul carico:

$$P_d = P_{al} - P_u = V_b \cdot I_{a0} - \frac{1}{2} E_a J_a \qquad \text{watt.}$$

Come si può notare il rendimento anodico di questo stadio è molto basso, specialmente per i triodi in quanto limitato è il valore della tensione E_a e, quindi, della corrispondente J_a. Si può aumentare detto rendimento con l'adozione di pentodi o tetrodi a fascio, potendo raggiungere una $V_{a\,min}$ minore e impiegando, specialmente negli amplificatori di potenza, *carichi riflessi.*

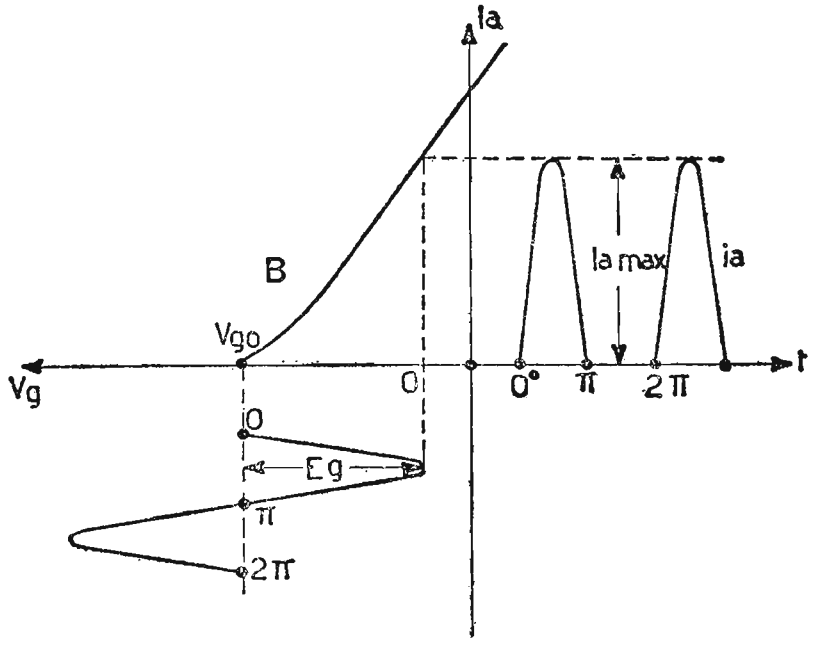


Fig. 69. – Regime di funzionamento in classe B.

Classe B. – Un amplificatore lavora in classe *B*, quando il potenziale di polarizzazione base della griglia è quello di interdizione e la corrente anodica circola nella valvola solamente in corrispondenza dei semicicli positivi del segnale di ingresso. Per questa ragione, la corrente anodica circola per soli 180°, rendendo alle volte, per brevi istanti, positiva la tensione di griglia. La fig. 69 mostra il punto di polarizzazione V_{g0} di griglia controllo e l'andamento della corrente anodica. In questa classe di funzionamento il rendimento anodico è medio e può raggiungere il 60%. Non si usa in questo regime per la *BF* una sola valvola, data la presenza di una prevalente seconda armonica e la non conservazione di forma d'onda, ma si impiegano due tubi lavoranti in un particolare circuito denominato, controfase o push-pull.

Ciascuna valvola del controfase viene polarizzata circa all'interdizione.

Rimandiamo le considerazioni su questi circuiti e il rilievo analitico e grafico delle condizioni di funzionamento al *capitolo V* riguardante gli amplificatori di potenza in *BF*.

Classe C - Un amplificatore lavora in classe C, quando il potenziale di polarizzazione base della griglia è tale da portare la corrente anodica oltre l'interdizione (fig. 70).

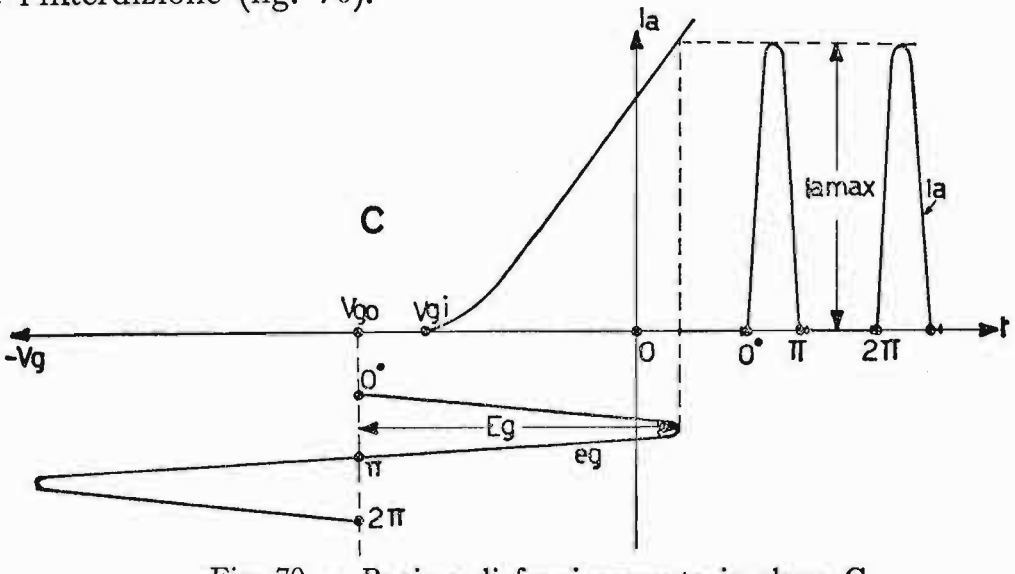


Fig. 70. – Regime di funzionamento in classe C.

In assenza di segnale d'ingresso la corrente anodica è nulla. Il segnale da applicare al circuito d'ingresso supera di solito il valore della polarizzazione base di griglia, provocando, di conseguenza, una circolazione di corrente di griglia. L'angolo di circolazione della corrente anodica è inferiore a 180°, e si aggira intorno ai 120° ÷ 150°, mentre il rendimento anodico è molto elevato, potendo raggiungere punte dell'80 ÷ 85%.

Questa classe di funzionamento viene impiegata, di regola, negli amplificatori di potenza in *AF* e nei generatori autoeccitati. Infatti, sia gli uni che gli altri, hanno il carico anodico costituito da un circuito risonante chiamato circuito volano. Anche per questi amplificatori rimandiamo le considerazioni e il rilievo analitico e grafico delle condizioni di funzionamento al *capitolo X*, dedicato agli amplificatori di potenza in classe C.

22. Capacità d'entrata di un triodo amplificatore.

Agli effetti delle capacità interelettrodiche, un triodo può essere schematizzato come in fig. 71, dove con C_{ak} si è indicata la capacità anodo-catodo, C_{gk} la capacità griglia-catodo e C_{ga} le capacità griglia-anodo. Queste capacità sono nocive, quando il triodo lavora in AF. La capacità che più è da temere è quella d'entrata, in quanto su questa si riflette con notevole peso la capacità C_{ga}.

Consideriamo il circuito differenziale di un triodo, relativamente alle correnti capacitive di fig. 72.

Il generatore E_g all'ingresso deve fornire due correnti: una di valore $\omega C_{gk} E_g$ e l'altra $\omega C_{ga} (E_g + E_a)$ in quanto, essendo E_a ed E_g fra loro in opposizione la *ddp* complessiva ai capi della C_{ga} vale la loro somma aritmetica: $(E_g + E_a)$. Ricordando poi che $E_a = AE_g$, la corrente complessiva vale:

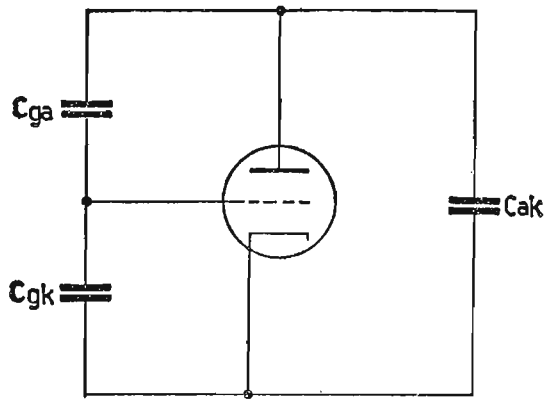


Fig. 71. - Disposizione delle capacità interelettrodiche in un triodo.

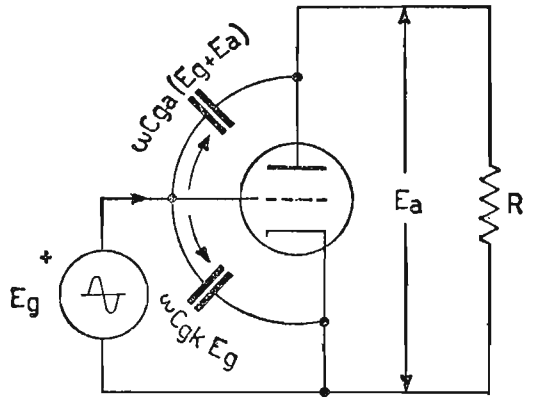


Fig. 72. - Correnti capacitive in un triodo.

$$I = \omega C_{gk} E_g + \omega C_{ga} E_g (1 + A)$$

ossia:

$$I = \omega E_g [C_{gk} + C_{ga} (1 + A)].$$

La corrente totale dipende in modo determinante dalla capacità complessiva d'entrata, il cui valore totale è in evidenza fra le parentesi quadre. Come si può notare, la capacità d'entrata è tanto più grande quanto maggiore è il guadagno A dell'amplificatore.

Questo fenomeno che aumenta particolarmente la capacità d'entrata di un triodo per opera della C_{ga}, viene denominato effetto Miller. Naturalmente, come vedremo in seguito, esistono particolari circuiti capaci di *neutralizzare* in *AF* l'effetto nocivo della C_{ga}, quando si è costretti ad impiegare triodi.

Per i pentodi l'effetto Miller è trascurabile.

CAPITOLO IV

IL TRANSISTORE, PARAMETRI «*h*» e «*Y*» E CIRCUITI EQUIVALENTI. ALIMENTAZIONE E STABILIZZAZIONE TERMICA

Prima di studiare il transistore impiegato nei circuiti amplificatori, vogliamo definire i suoi circuiti equivalenti differenziali e i relativi parametri h e Y. Tali parametri rappresentano le proprietà elettriche dei transistori, ossia per un certo circuito le relazioni esistenti fra le tensioni e le relative correnti all'entrata ed all'uscita del transistore. I parametri h sono applicati per il calcolo dei circuiti che impiegano transistori, *lavoranti in BF*; i parametri Y sono applicati per i circuiti impieganti transistori *lavoranti in AF*. Naturalmente ci renderemo conto della possibilità di passare con facilità dagli uni agli altri. Infine, nel presente capitolo tratteremo l'alimentazione in c. c. del transistore e la stabilizzazione termica del punto di lavoro sulle caratteristiche d'uscita $I_C = f(V_C)$.

23. Connessioni fondamentali del transistore.

I collegamenti tipici del transistore sono tre e rispecchiano praticamente quelli dei tubi elettronici. Essi vengono denominati: *emettitore comune, base comune e collettore comune*, intendendo comune quell'elemento che è contemporaneamente partecipe del circuito d'ingresso e d'uscita. Questi collegamenti vengono anche denominati emettitore a massa, base a massa e collettore a massa, se riferiti alle grandezze variabili. In figura 73 sono rappresentati in *a*), *b*), *c*) i tre montaggi fondamentali. Negli stessi circuiti sono state volutamente omesse le tensioni continue di alimentazione, per evitare complicazioni. La tensione del segnale di eccitazione è stata denominata e, mentre la tensione utile trasferita sul carico e_u; con R_g si intende la resistenza interna del generatore. Il circuito con emettitore

comune (fig. 73*a*) presenta una bassa impedenza d'entrata, un'alta impedenza d'uscita, un alto guadagno di potenza. Il circuito con base comune (fig. 73*b*) presenta un'impedenza d'entrata notevolmente bassa e notevolmente alta quella d'uscita, il guadagno di tensione è molto alto, mentre è circa unitario quello di corrente; il guadagno di potenza raggiunge valori

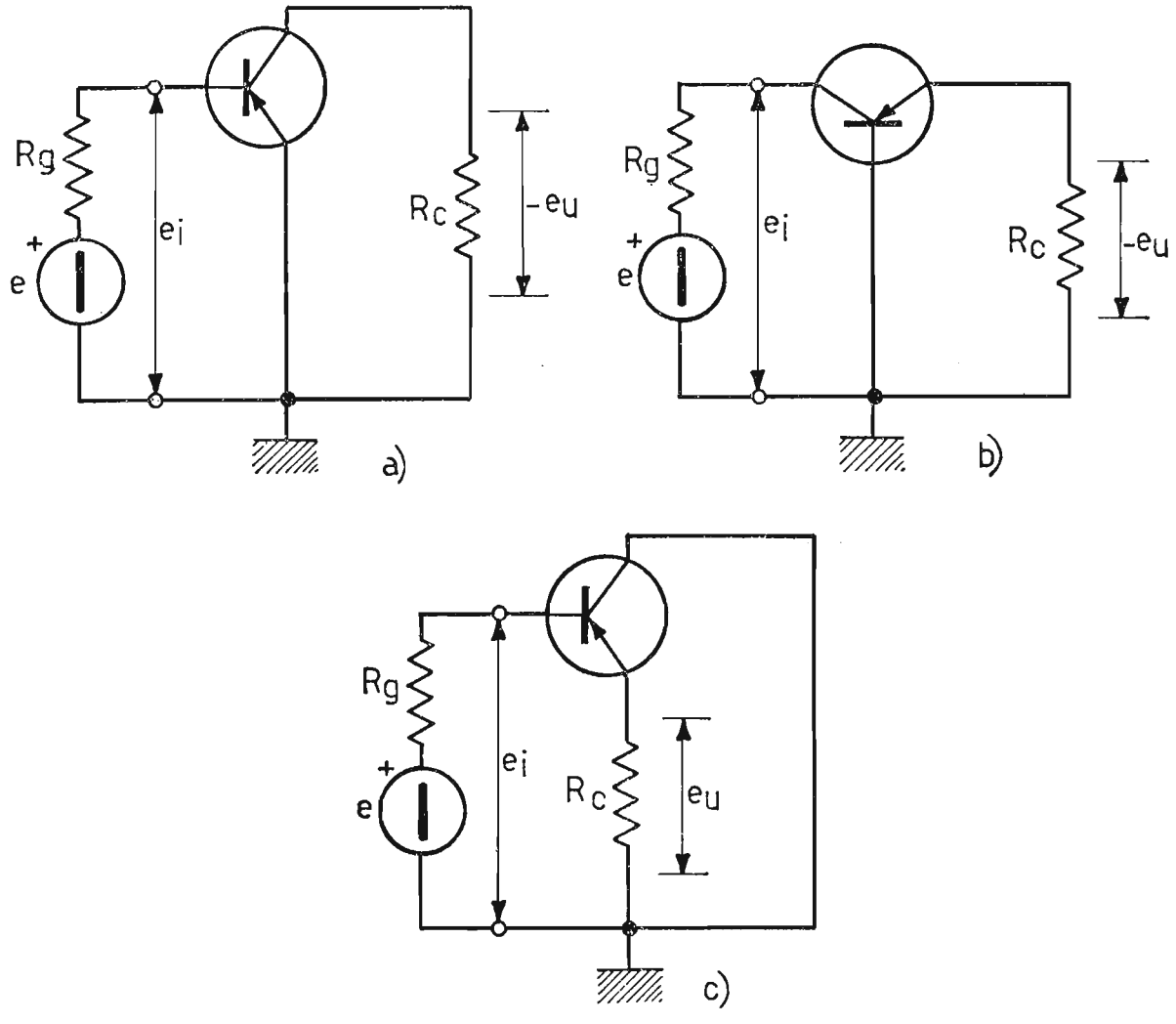


Fig. 73. – Connessioni fondamentali del transistore: *a*) emettitore a massa; *b*) base a massa; *c*) collettore a massa.

medi. Il circuito con collettore comune (fig. 73*c*) presenta un'impedenza d'entrata molto alta, mentre notevolmente bassa è quella d'uscita, il guadagno di tensione è circa unitario e molto grande è quello di corrente, il guadagno di potenza è nel complesso basso. In pratica si impiega il collegamento ad emettitore comune nei preamplificatori e amplificatori di bassa frequenza, perché è l'unico collegamento che fornisce buoni guadagni di tensione e di corrente e di conseguenza permette di ottenere a raffronto con gli altri due montaggi, la *massima potenza utile*. Il montaggio con base comune viene impiegato alle volte in alta frequenza, anche se presenta

un'amplificazione di potenza inferiore al circuito precedentemente considerato. Infine, il collegamento con collettore comune (alta impedenza d'entrata e bassa impedenza d'uscita, come l'inseguitore catodico) trova largo impiego come trasformatore d'impedenza ed anche in alcuni casi come stadio amplificatore finale di bassa frequenza.

24. **Parametri ibridi « h ».**

Per determinare il funzionamento del transistore amplificatore in bassa frequenza, montato con emettitore comune ed eccitato da piccoli segnali di ingresso, si ricorre al circuito equivalente, che impiega i *parametri ibridi h.*

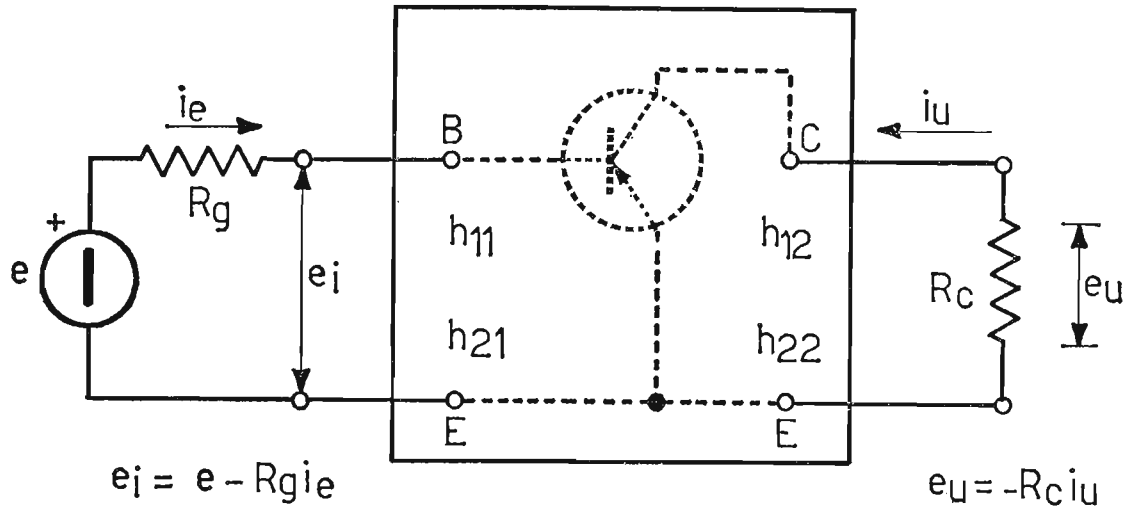


Fig. 74. – Transistore considerato come un quadripolo per il rilievo dei parametri ibridi « *h* ». Sono collegati il generatore d'ingresso *e* ed il carico R_c all'uscita.

Prima di studiare tale circuito, bisogna fare talune osservazioni. Anzitutto il transistore può essere assimilato ad un quadripolo, anche se ha solo tre terminali: emettitore, base, collettore, purché uno dei terminali venga considerato comune, sia all'ingresso che all'uscita del quadripolo stesso. Infatti, in questo modo si giustifica la terminologia: emettitore comune, base comune e collettore comune. Inoltre, in armonia con quanto studiato per i tubi elettronici, bisogna studiare il circuito con *piccoli segnali alternativi*, in relazione ai livelli dei componenti costanti (V_{CE}, V_{BE}, I_C, I_B), in modo da considerare le sole componenti variabili regolate da coefficienti, i quali, data la linearità del funzionamento, possono essere *ben definiti* e considerati *costanti.* Un altro fattore importante è considerare la temperatura di lavoro del transistore di valore ambientale e costante od anche fare in modo da rendere il funzionamento del transistore insensibile alle variazioni di temperatura di giunzione del cristallo che lo compone

(stabilizzazione termica del punto di lavoro, come vedremo in seguito nel presente capitolo).

In figura 74 è rappresentato il transistore considerato come un quadripolo (o doppio bipolo). Le grandezze riportate sono unicamente quelle alternative e rispettivamente: e_i tensione di entrata; e_u tensione di uscita ai capi del carico; i_e corrente di entrata ed i_u corrente d'uscita nel carico. Dalle quattro grandezze elettriche e_i, e_u, i_e, i_u, una qualsiasi coppia può essere espressa, avvalendoci dei principi sulla teoria dei circuiti, in funzione delle altre due. Le relazioni mutue, che intercorrono fra queste grandezze, sono facilmente deducibili con l'aiuto del calcolo matriciale, del quale si omette ovviamente la trattazione. Purché i segnali siano molto piccoli, tali relazioni valgono:

$$(1) \qquad \begin{cases} e_i = h_{11}\, i_e + h_{12}\, e_u \\ i_u = h_{21}\, i_e + h_{22}\, e_u \end{cases}$$

Nella prima equazione scritta della (1), ponendo $e_u = 0$ si può definire $h_{11} = \dfrac{e_i}{i_e}$. Il parametro h_{11} rappresenta, allora, la resistenza d'ingresso (R_{oi}) con i morsetti d'uscita in cortocircuito. Sempre nella stessa equazione, ponendo $i_e = 0$ si può definire $h_{12} = \dfrac{e_i}{e_u}$. Il parametro h_{12} è un numero puro e rappresenta il rapporto di retroazione di tensione (γ) esistente fra ingresso ed uscita, per ingresso aperto. Tale parametro h_{12} di solito di valore trascurabile, tiene conto dell'effetto di retroazione intrinseca del transistore. Consideriamo la seconda equazione della (1): in essa ponendo $e_u = 0$ si può definire $h_{21} = \dfrac{i_u}{i_e}$. Il parametro h_{21} è un numero puro e rappresenta il rapporto fra la corrente d'uscita e quella d'ingresso (β) per morsetti d'uscita cortocircuitati. Infine, ponendo nella stessa equazione $i_e = 0$ si può definire $h_{22} = \dfrac{i_u}{e_u}$.

Il parametro h_{22} rappresenta la conduttanza esistente fra collettore e base ($1/R_{ou}$) per ingresso aperto. Di seguito riassumiamo in modo sintetico i parametri ibridi definiti, sia dai rapporti incrementali eseguiti sulle quattro caratteristiche del transistore già studiate, sia dalle grandezze variabili provenienti dalle due equazioni (1) sopra considerate.

$$h_{11} = \frac{\Delta V_B}{\Delta I_B} \text{ per } V_C = \text{cost} \qquad = \frac{e_i}{i_e} \text{ per } e_u = 0$$

$$h_{12} = \frac{\Delta V_B}{\Delta V_C} \text{ per } I_B = \text{cost.} \qquad = \frac{e_i}{e_u} \text{ per } i_e = 0$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ per } V_C = \text{cost.} \qquad = \frac{i_u}{i_e} \text{ per } e_u = 0$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_C} \text{ per } I_B = \text{cost.} \qquad = \frac{i_u}{e_u} \text{ per } i_e = 0$$

Correntemente si usano anziché i parametri ibridi a doppio pedice numerico quelli secondo l'IRE, che verranno poi in seguito usati, nel presente volume ossia:

$$h_{11} = h_i; \qquad h_{12} = h_r; \qquad h_{21} = h_f \quad \text{ed} \quad h_{22} = h_0 \qquad (1)$$

Le due equazioni del quadripolo scritte precedentemente assumono ora l'aspetto:

$$(2) \qquad \begin{cases} e_i = h_i\, i_e + h_r\, e_u \\ i_u = h_f\, i_e + h_o\, e_u \end{cases} \quad \text{od anche} \quad \begin{cases} e_i = h_{ie}\, i_e + h_{re}\, e_u \\ i_u = h_{fe}\, i_e + h_{oe}\, e_u \end{cases}$$

Da queste ultime espressioni, (2) possiamo ricavare il circuito equivalente del transistore con emettitore comune (fig. 75).

---

(1) Di solito, per evidenziare l'elemento che è comune, si fa seguire al parametro ibrido la lettera corrispondente all'elemento comune, per cui si può anche scrivere, nel caso di emettitore comune: $h_{11e} = h_{ie}$; $h_{12e} = h_{re}$; $h_{21e} = h_{fe}$; $h_{22e} = h_{oe}$, segue, invece la lettera b nel caso di base comune, oppure c nel caso di collettore comune. Naturalmente in base ai parametri ibridi relativi al collegamento ad emettitore comune, si possono ricavare mediante le seguenti relazioni, quelli relativi ai collegamenti a base comune e collettore comune:

Base comune	$h_{11b} = \dfrac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{12b} = \dfrac{D_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{21b} = -\dfrac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{22b} = \dfrac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$
Collettore comune	$h_{11c} = h_{11e}$	$h_{12c} = \dfrac{1}{1 + h_{12e}}$	$h_{21c} = -(1 + h_{21e})$	$h_{22c} = h_{22e}$

in cui la lettera D_e rappresenta il determinante per emettitore comune e vale:

$$D_e = h_{11e}\, h_{22e} - h_{12e}\, h_{21e}.$$

È importante che da un collegamento all'altro rimanga costante il punto di funzionamento.

In esso il circuito d'entrata o base-emettitore è costituito da un generatore ideale di tensione $h_r e_u$ e da una caduta di tensione $h_i i_e$, in cui $h_i = R_{oi}$ rappresenta la resistenza interna d'ingresso. Essendo in generale il coefficiente di controreazione interna di tensione $h_r = \gamma$ assai piccolo, si trascura nel circuito equivalente e quindi per i calcoli, il generatore ideale di tensione $h_r e_u$. Il circuito d'uscita o collettore-emettitore è costituito

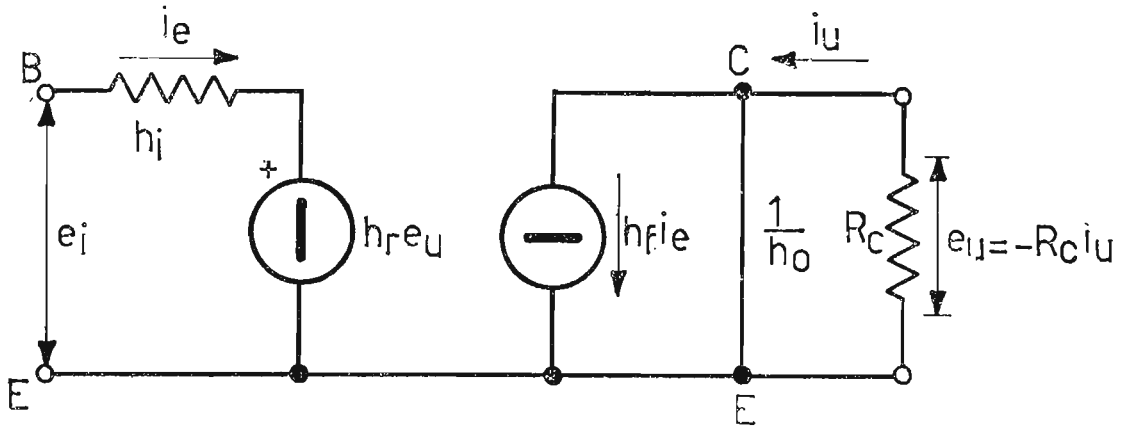


Fig. 75. – Circuito equivalente differenziale del transistore con emettitore comune, impiegante i parametri ibridi.

da un generatore ideale di corrente $h_f i_e = \beta\, i_e$ e da una resistenza in parallelo $\frac{1}{h_o} = R_{ou}$ ai capi della quale vi è la tensione e_u. La resistenza R_{ou} rappresenta, come già visto, la resistenza interna d'uscita.

25. Amplificazione di tensione, corrente e potenza per un transistore collegato ad emettitore comune.

Consideriamo il circuito di fig. 76*a*) relativo ad un transistore con emettitore comune, alimentato regolarmente dalle tensioni V_{BE} e V_{CE} (1) avente un carico R_c, ai capi del quale è presente la tensione e_u ed eccitato nel circuito di base con un segnale di bassa frequenza e_i di bassissimo livello. In tali condizioni i parametri considerati possono ritenersi numeri reali e costanti. Il suo circuito equivalente per le componenti alternative è quello di fig. 76*b*), in cui, come osservato precedentemente, si è trascurato il termine $h_r e_u$. Dal circuito di fig. 76*a*) la tensione complessiva agente fra base ed emettitore vale: $V_{BE} + e_i$; quella complessiva fra collettore

(1) Per comodità riprendiamo i termini V_{CE} e V_{BE} già considerati nel I° volume, al posto di quelli semplificati V_C e V_B, per evitare complicazioni nelle espressioni che seguiranno.

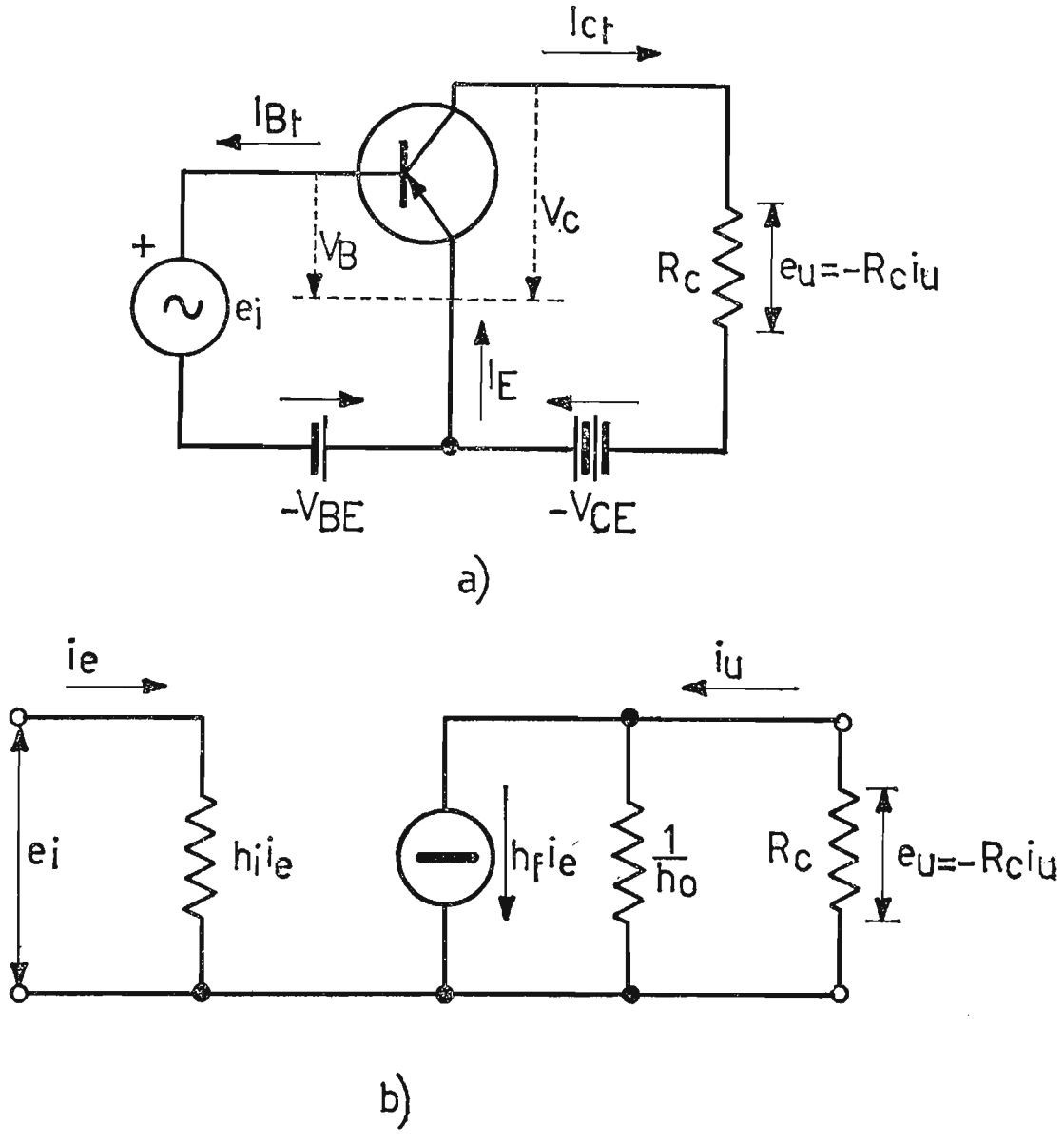


Fig. 76. – *a*) Circuito elettrico di utilizzazione del transistore con emettitore comune regolarmente alimentato in c.c. e c.a.; *b*) relativo circuito equivalente differenziale semplificato. Manca, infatti, il generatore ideale di tensione $h_r e_u$, in quanto il suo apporto solitamente è trascurabile.

ed emettitore vale: $V_{CE} + e_u$; la corrente complessiva di base $I_{Bt} = I_B + i_e$ e quella complessiva di collettore $I_{Ct} = I_C + i_u$. Di tutte le grandezze considerate, V_{BE}, V_{CE}, I_B e I_C rappresentano quelle di riposo e si possono considerare costanti; le grandezze e_i, e_u, i_e, i_u sono quelle variabili, ossia di lavoro. Di esse ci serviremo per ricavare il comportamento del transistore come amplificatore.

a) Amplificazione di tensione.

L'amplificazione di tensione è data dal rapporto:

$$A_v = \frac{e_u}{e_i}.$$

La tensione e_u ai capi del carico R_c è deducibile dalla relazione:

$$e_u = -\frac{h_f\, i_e}{h_o + G_c}.$$

Essa è ottenuta moltiplicando la corrente $h_f i_e$ per l'inverso della conduttanza totale del circuito $\frac{1}{h_o + G_c}$. Il segno negativo sta ad indicare *l'inversione di fase* fra la tensione d'uscita e_u e quella d'entrata e_i. Siccome la corrente i_e vale anche $i_e = \frac{e_i}{h_i}$ sostituendo il secondo membro della i_e nell'espressione di e_u, si ottiene:

$$e_u = -\frac{h_f \frac{e_i}{h_i}}{h_o + G_c} = -\frac{S \cdot e_i}{h_o + G_c} \tag{3}$$

$$\text{con } S = \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{h_f}{h_i}.$$

Quest'ultima espressione fornisce immediatamente per l'amplificazione di tensione, la relazione:

$$A_v = \frac{e_u}{e_i} = -\frac{h_f}{h_i\,(h_o + G_c)} = -\frac{S}{h_o + G_c}. \tag{4}$$

b) Amplificazione di corrente.

L'amplificazione di corrente è data dal rapporto:

$$A_i = \frac{i_u}{i_e}.$$

Possiamo esprimere la corrente i_u attraverso l'espressione della tensione trasferita al carico R_c:

$$e_u = -R_c \cdot i_u = -\frac{i_u}{G_c} \qquad \left(\text{essendo ancora } G_c = \frac{1}{R_c}\right).$$

Ora eguagliando tale relazione all'espressione di e_u precedentemente ricavata, otteniamo:

$$-\frac{i_u}{G_c} = -\frac{h_f\, i_e}{h_o + G_c}$$

L'amplificazione di corrente vale, allora:

$$(5) \qquad A_i = \frac{i_u}{i_e} = \frac{h_f \cdot G_c}{h_o + G_c} = \frac{h_f}{1 + h_o\, R_c} = \frac{A_v\, h_i}{R_c} = \frac{S \cdot h_i}{h_o R_c + 1}$$

Mentre l'amplificazione di tensione è una *quantità negativa* in quanto intercorrono 180° di sfasamento fra le tensioni e_i ed e_u, l'amplificazione di corrente è una *quantità positiva*. L'espressione che lega fra di loro l'amplificazione di tensione a quella di corrente, vale:

$$(6) \qquad \frac{A_v}{A_i} = -\frac{1}{h_i\, G_c}$$

dalla quale

$$(7) \qquad A_v = -\frac{A_i}{h_i\, G_c} = -A_i \frac{R_c}{h_i}.$$

c) Amplificazione di potenza.

L'amplificazione di potenza si ottiene moltiplicando fra di loro le espressioni dell'amplificazione di tensione e dell'amplificazione di corrente, ossia:

$$(8) \qquad A_p = |A_v| \cdot |A_i| = \frac{h_f}{h_i\,(h_o + G_c)} \cdot \frac{h_f \cdot G_c}{(h_o + G_c)} =$$

$$= \frac{h^2{}_f\, G_c}{h_i\,(h_o + G_c)^2} = \frac{A^2{}_i}{G_c\, h_i} = A^2{}_i \frac{R_c}{h_i}.$$

Le condizioni di massima amplificazione di potenza si hanno, allorché si verificano due situazioni:

a) la resistenza di ingresso del transitore h_i, uguale alla resistenza interna R_g del generatore, in modo che il generatore possa cedere la massima potenza al transistore;

b) la resistenza d'uscita del transistore $\frac{1}{h_o}$ uguale alla resistenza del carico R_c, in modo che il transistore ceda la massima potenza al carico.

Per quanto affermato e in riferimento alla fig. 74 possiamo introdurre il concetto di guadagno di trasduzione:

$$(9) \qquad A_r = \frac{R_c\,(i_u)^2}{\dfrac{e^2}{4\, R_g}}$$

inteso come rapporto fra la potenza massima trasferita dal transistore sul carico R_c, $\left(\text{quando } R_c = \frac{1}{h_o}\right)$ e la potenza massima che il generatore può fornire al transistore (quando $R_g = h_i$).

Per quest'ultima potenza possiamo verificare dalle condizioni imposte: $R_g = h_i$, (ossia generatore chiuso su una resistenza pari ad R_g), l'espressione già riportata nella (9)

$$P_{max\ gen.} = R_g \cdot i^2_e = R_g \frac{e^2}{(R_g + h_i)^2} = R_g \frac{e^2}{(2\,R_g)^2} = R_g \frac{e^2}{4\,R_g^2} = \frac{e^2}{4\,R_g}.$$

26. **I parametri** *Y*.

Lo studio del comportamento del transistore, come amplificatore, può essere condotto per via analitica anche impiegando altri parametri, quali ad esempio quelli Y. A differenza dei parametri ibridi h, i quali rappresentano *grandezze diverse*: $h_{11} = h_i$ rappresenta una resistenza, $h_{22} = h_o$ rappresenta una conduttanza, mentre $h_{12} = h_r$ ed $h_{21} = h_f$ rappresentano numeri puri, i parametri Y rappresentano *unicamente ammettenze*. L'uso dei parametri Y è particolarmente consigliato, allorché il transistore lavora con piccoli segnali in alta frequenza ed in particolare quando è impiegato come amplificatore selettivo, dove torna comodo considerare i circuiti oscillanti, all'entrata ed all'uscita dell'amplificatore, in funzione delle loro ammettenze. Ritorniamo a considerare il transistore come un quadripolo (fig. 77). In esso le correnti di entrata e di uscita, in relazione ai nuovi parametri Y, valgono:

$$(10)\ \begin{cases} i_e = Y_{11}\, e_i + Y_{12}\, e_u \\ i_u = Y_{21}\, e_i + Y_{22}\, e_u \end{cases} \quad \text{od anche} \quad (11)\ \begin{cases} i_e = Y_i\, e_i + Y_r\, e_u \\ i_u = Y_f\, e_i + Y_o\, e_u \end{cases}$$

Il circuito di fig. 78 rappresenta il circuito differenziale completo del transistore, desunto dall'impiego dei parametri Y.

Anche in questo caso si può considerare trascurabile nel circuito equivalente la corrente $Y_r\, e_u$, per cui il circuito reale si semplifica, diventando quello di fig. 79.

Le relazioni fra i parametri h e quelli Y: per emettitore comune sono:

$$(12)\quad \begin{aligned} Y_i &= \frac{1}{h_i} = \frac{1}{R_{oi}} \quad ; \quad & Y_r &= \frac{h_r}{h_i} = \frac{\gamma}{R_{oi}} \\ Y_f &= \frac{h_f}{h_i} = \frac{\beta}{R_{oi}} \quad ; \quad & Y_o &= h_o = \frac{1}{R_{ou}} \end{aligned}$$

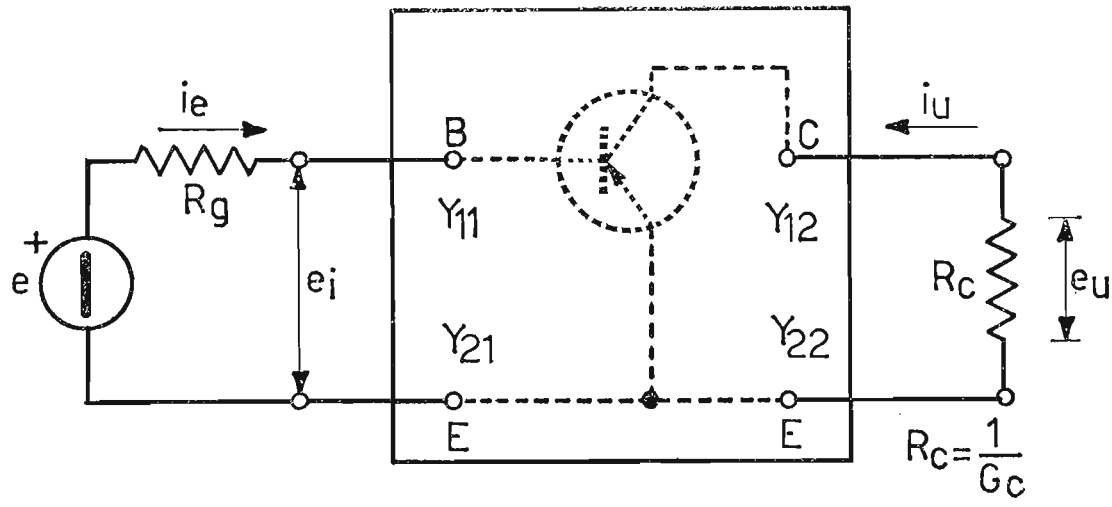


Fig. 77. – Transistore considerato come un quadripolo per il rilievo dei parametri ammettenza « Y ». Sono collegati il generatore d'ingresso e ed il carico R_c all'uscita.

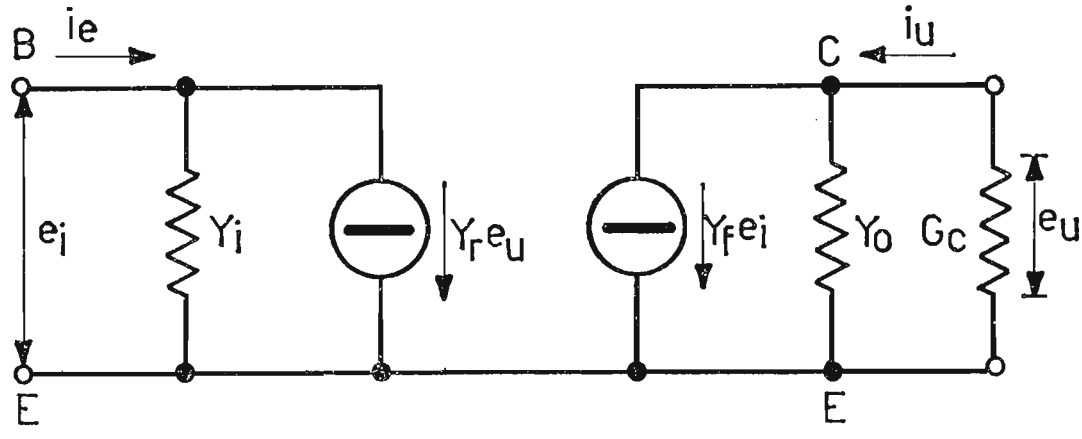


Fig. 78. – Circuito equivalente differenziale del transistore con emettitore comune, impiegante i parametri « Y ».

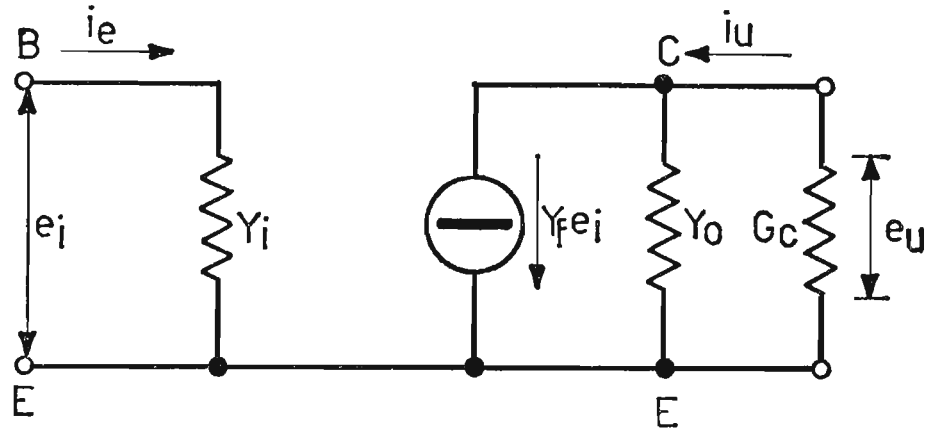


Fig. 79. – Circuito equivalente differenziale semplificato del transistore con emettitore comune impiegante i parametri « Y ». Manca, infatti, il generatore ideale di corrente $Y_r e_u$, perché solitamente è trascurabile.

27. Retta di carico sulle caratteristiche d'uscita e verifica grafica del funzionamento del transistore.

Consideriamo il circuito di fig. 80, il quale prevede un transistore *PNP* alimentato in c.c. R_B ed R_C sono rispettivamente le resistenze di base e di collettore o carico. Nel circuito di collettore per la tensione V_{CE} è valida la relazione:

$$-V_{CE} = -(V_C + R_c I_C)$$

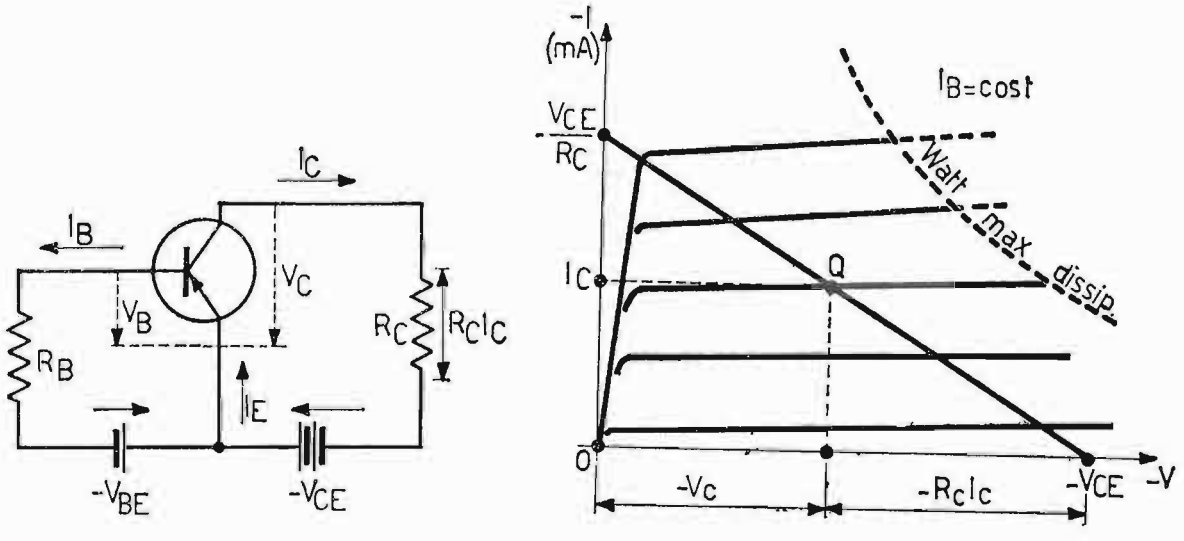


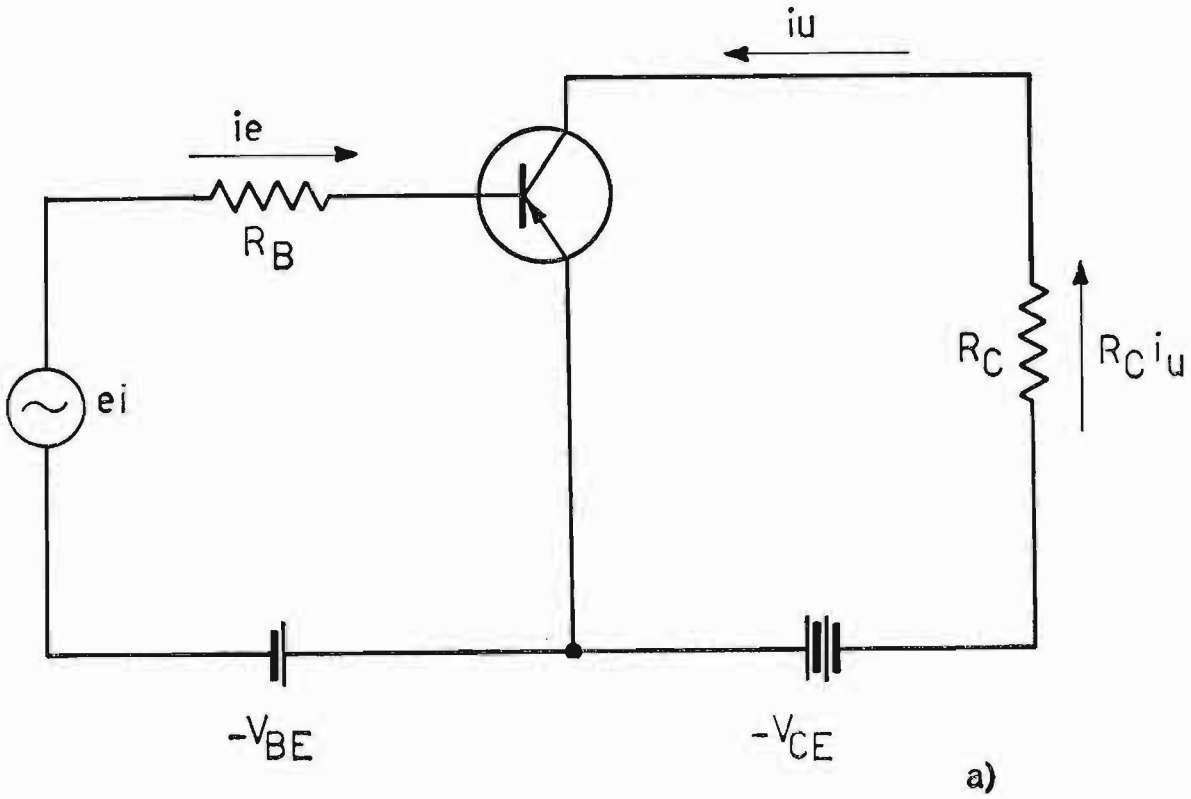
Fig. 80. – *a*) Alimentazione in c.c. del transistore con emettitore comune; *b*) verifica grafica del punto *Q* di funzionamento a riposo sulle caratteristiche d'uscita.

od anche:

$$V_{CE} = V_C + R_c I_C$$

Ponendo $V_C = 0$ l'equazione diventa $I_C = \dfrac{V_{CE}}{R_c}$ mentre ponendo $I_C = 0$ l'equazione diventa $V_{CE} = V_C$.

Questi due punti riportati sulla famiglia di caratteristiche di uscita ci permettono di tracciare la retta di carico relativa ad R_c. Il punto di lavoro *Q* rappresenta, in funzione di una determinata corrente di base I_B = cost, le migliori condizioni di funzionamento per un regime lineare di lavoro, allorché nel circuito base-emettitore verrà applicato un generatore di tensione alternativa di basso livello *e*. Osserviamo ora graficamente (fig. 81) cosa accade sulle caratteristiche del transistore, quando viene applicata fra base ed emettitore una tensione alternativa e_i.



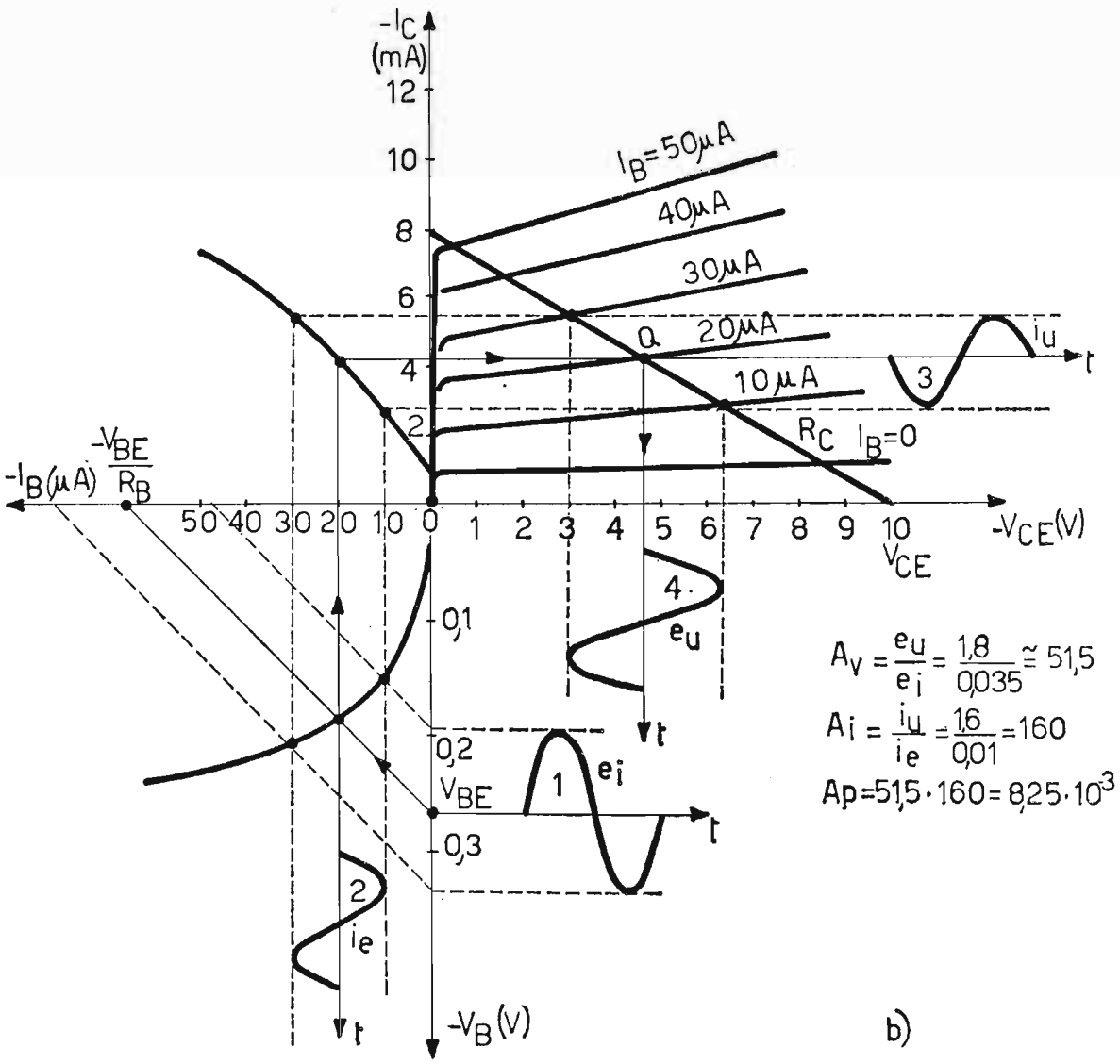


Fig. 81. – *a*) Circuito elettrico del transistore con emettitore comune alimentato in c.c., funzionante con segnale alternativo d'ingresso e_i; *b*) verifica grafica del funzionamento del transistore in regime alternativo dall'insieme delle caratteristiche del transistore e rilievo grafico dei guadagni di tensione, corrente e potenza.

28. Polarizzazione e stabilizzazione termica del punto di lavoro per un transistore.

Analogamente a quanto avviene per i tubi elettronici anche per il transistore si deve scegliere il punto di lavoro a riposo ben determinato nelle caratteristiche di uscita, a seconda del funzionamento previsto. Per piccoli segnali d'ingresso, mentre per i tubi elettronici una volta fissato tale punto, con opportune polarizzazioni, esso non varia la sua posizione sulla famiglia delle caratteristiche anodiche, per i transistori, invece, il punto di lavoro può spostarsi sulla famiglia delle caratteristiche considerate,

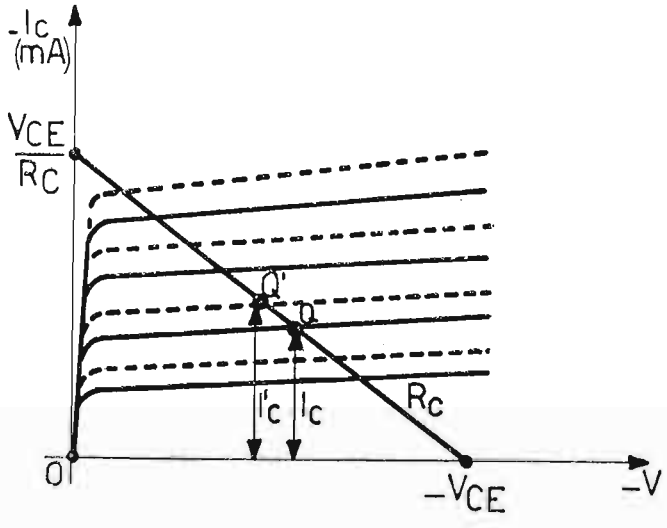


Fig. 82. – Spostamento del punto di funzionamento Q in Q' lungo la retta di carico R_c per effetto dell'aumento della temperatura nel transistore.

slittando sulla retta di carico R_c, in funzione delle variazioni di temperatura del transistore. Infatti, nel transistore la presenza della corrente inversa di saturazione I_{C0} fa sì che la corrente di collettore a riposo divenga:

$$I_C = \alpha\, I_E + I_{C0}$$

La corrente I_C alla temperatura ambiente di giunzione $T_j = 25^o$ definisce il punto Q di funzionamento fissato dalle condizioni di lavoro del transistore (fig. 80*b*). Se internamente al transistore la temperatura aumenta e supera i 25° C, il punto Q di riposo si sposta a valori superiori, ossia in Q' (fig. 82), perché aumentando la I_{C0}, per effetto della temperatura, aumenta complessivamente anche la I_C, passando al valore I'_C in corrispondenza a Q'.

Si può eliminare quasi totalmente tale inconveniente, disponendo una resistenza R_e in serie sull'emettitore e denominata *resistenza di stabilizzazione termica del punto di lavoro del transistore.* Infatti, come si può osservare

in fig. 83, l'aumento che subisce la corrente inversa di saturazione all'aumentare della temperatura, produce una maggior caduta di tensione ai capi di R_e e quindi una minore differenza di potenziale V_B fra base ed emettitore con conseguente minor corrente di base I_B. La diminuzione della corrente di base contrasta continuamente l'aumento della corrente

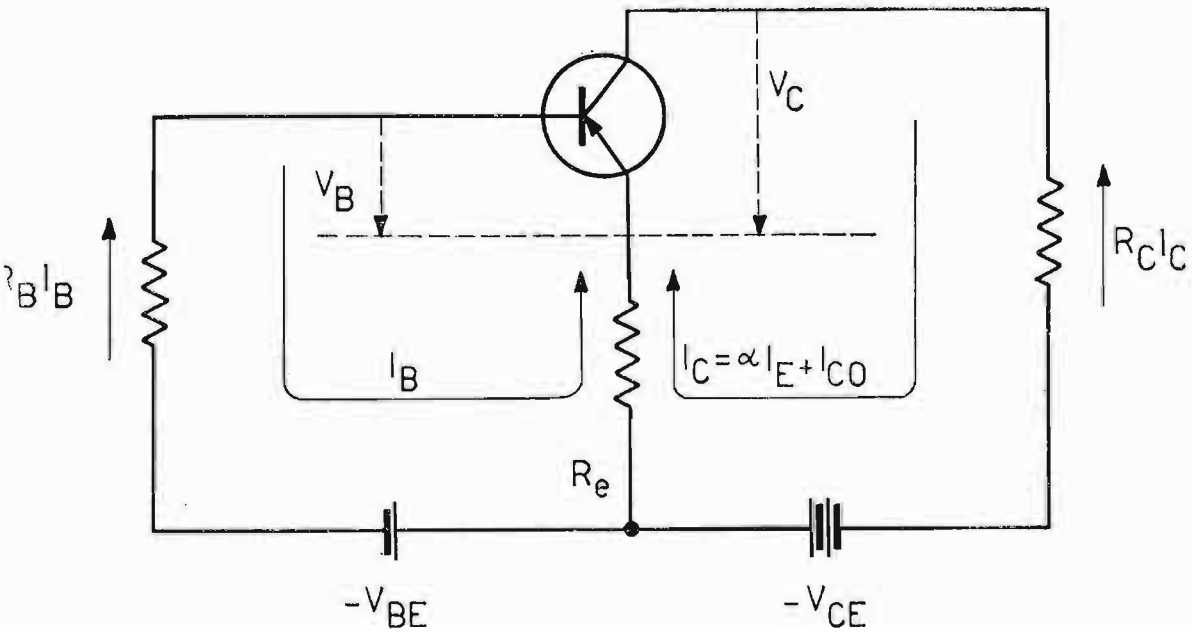


Fig. 83. – Circuito di principio per la stabilizzazione termica del punto di lavoro, mediante la resistenza R_e.

di collettore e stabilizza in modo sensibile il punto di funzionamento a riposo del transistore. In genere la caduta di potenziale ai capi del resistore R_e è compresa fra $\frac{1}{3} \div \frac{1}{10}$ dell'intera tensione V_C.

Per i transistori, come anche per i tubi elettronici, è molto conveniente, per polarizzare il circuito d'ingresso e quello d'uscita, servirsi di una sola sorgente di tensione continua V_{CE}, anziché di due (V_{BE} e V_{CE}), come abbiamo considerato finora per semplicità. Un sistema efficace di polarizzazione con unica batteria e stabilizzazione termica del punto di lavoro, che tiene anche conto dei segnali alternativi di entrata e d'uscita, è rappresentato in fig. 84. Il circuito è di tipo ad emettitore comune, poiché questa è la connessione più frequentemente impiegata negli amplificatori a transistori. Il partitore R_1R_2, direttamente in parallelo alla sorgente V_{CE}, ha lo scopo di dare alla base un certo potenziale negativo rispetto massa con l'intento che esso rimanga il più possibilmente costante al variare della corrente di base. La resistenza R_e posta sull'emettitore viene percorsa dalla corrente I_E determinata

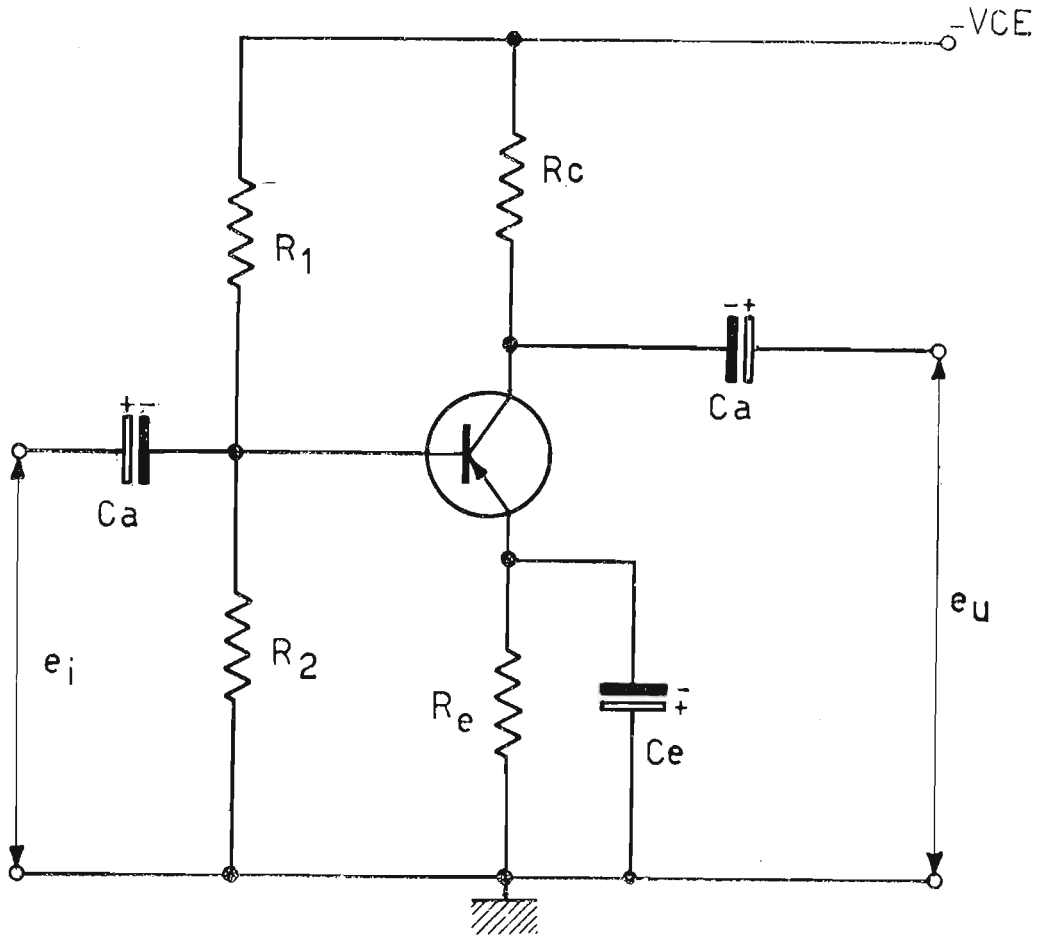


Fig. 84. – Circuito tipico d'impiego del transistore con la connessione ad emettitore comune, usato come amplificatore di deboli segnali. Il carico di collettore è resistivo.

dalla somma di I_C e di I_B (fig. 83) ed ha lo scopo, come sappiamo, di contrastare l'aumento della corrente complessiva di collettore, dovuta all'aumento della temperatura. La stabilizzazione del punto di lavoro viene ottenuta, quindi, mediante una reazione negativa in corrente continua, (come vedremo nel capitolo 5°) stabilita fra circuito di uscita e circuito d'ingresso. Per evitare che il segnale alternativo presente ai capi della resistenza di emettitore R_e, unitamente alla componente continua, e di fase opposta al segnale d'ingresso e_i, attenui il segnale che entra realmente fra base ed emettitore, causando quindi una reazione negativa, si pone in parallelo ad R_e il condensatore C_e. Esso deve presentare una reattanza bassissima alla più bassa frequenza di lavoro, in modo da rendere inefficace la presenza di R_e per le componenti alternative e considerare per esse l'emettitore collegato a massa. Il suo valore oscilla, in funzione del valore di R_e e della frequenza di lavoro, da qualche decina a qualche centinaia di μF. Di solito si fissa $X_{Ce} = \frac{1}{\omega C_e} = \frac{R_e}{10}$ con ω relativa alla più bassa frequenza che si impiega nel circuito. Per studiare il comportamento

del circuito in corrente continua, è bene trascurare la *ddp* V_B (fig. 83), esistente fra base ed emettitore e considerare uguali, rispetto massa, le tensioni continue ai capi della base ed ai capi dell'emettitore. Applicando il teorema di Thévenin al circuito in c.c. di fig. 84, otteniamo quello di fig. 85, in cui:

$$(13) \qquad V_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CE} \qquad \text{ed} \qquad (14) \quad R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

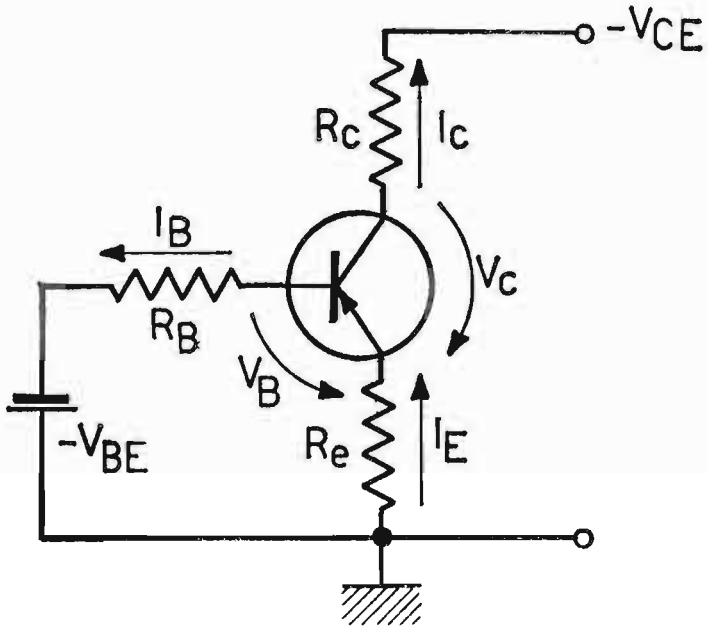


Fig. 85. – Circuito equivalente in c.c. dell'amplificatore di fig. 84, ottenuto applicando il teorema di Thévenin.

Si può scrivere allora:

$$R_e (I_C + I_B) = V_{BE} - R_B I_B$$

od anche:

$$(15) \qquad R_e (I_C + I_B) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CE} - \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} I_B .$$

Ricordando che:

$$(16) \qquad I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{C0}$$

possiamo ricavare dalla (16)

$$I_B = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{C0}}{\alpha}$$

e sostituirla nella (15), ottenendo successivamente:

$$(17)\quad I_C = \frac{V_{CE}\dfrac{R_2}{R_1+R_2} - \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2} - R_e\left(\dfrac{1-\alpha}{\alpha} I_C - \dfrac{I_{C0}}{\alpha}\right)}{R_e} =$$

$$= \frac{\alpha\, V_{CE}\dfrac{R_2}{R_1+R_2} + I_{C0}\left(R_e + \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}\right)}{R_e + (1-\alpha)\dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}}.$$

Indichiamo ora con $S = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_{C0}}$ il fattore di stabilizzazione o stabilità di corrente.

Esso rappresenta il rapporto tra la variazione ΔI_C che la corrente I_C subisce ad opera della corrente I_{C0} variabile con la temperatura e la variazione ΔI_{C0} che l'ha causata. Il fattore di stabilità, in funzione dei componenti del circuito e delle caratteristiche del transistore, si ricava derivando l'espressione di I_C, rispetto I_{C0}.

Si ottiene, allora:

$$(18)\quad S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{C0}} = \frac{R_e + \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}}{R_e + (1-\alpha)\dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}} = \frac{R_e + R_B}{R_e + (1-\alpha)\, R_B}$$

come si può notare, nell'ultima espressione scritta manca il termine

$$\alpha\, V_{CE}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

in quanto essendo una grandezza costante esso viene eliminato nell'operazione di derivazione. Si ritiene avere raggiunto un sufficiente grado di stabilizzazione quando il fattore di stabilità S varia circa fra i limiti 1 e 10, tenendo presente come obbiettivo fondamentale che S deve avere i valori più piccoli possibili, per fare in modo che discrete variazioni di corrente inversa di saturazione I_{C0} si ripercuotino in modo trascurabile sulla corrente totale di collettore I_C. Se è noto il transistore che si vuole impiegare e quindi noti dal costruttore α ed I_{C0}, dopo aver fissato a priori sia il valore del fattore di stabilità, S, proporzionato alle caratteristiche d'impiego del circuito

(preamplificatore od amplificatore), sia la tensione V_{CE} e quindi R_c, i quali ultimi valori, tracciando la retta di carico per R_c sulla famiglia $I_C = f(V_{CE})$ forniscono anche I_C e $V_C = V_{CE} - R_c I_C$ gli elementi del circuito si possono ricavare come segue:

a) Resistenza R_e di emettitore.

Dall'uguaglianza:

$$R_e (I_C + I_B) = V_{CE} - V_C - R_c I_C \tag{19}$$

sostituendo ad I_B, l'espressione già ricavata dalla (16) e risolvendo rispetto R_e, si ottiene successivamente:

$$R_e = \frac{V_{CE} - V_C - R_c I_C}{I_C + I_B} = \frac{V_{CE} - V_C - R_c I_C}{I_C + \left(\frac{1-\alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{C0}}{\alpha}\right)} = \tag{20}$$

$$= \frac{\alpha (V_{CE} - V_C - R_C I_C)}{I_C - I_{C0}}.$$

b) Partitore di resistenze R_1 ed R_2.

Mettendo a sistema le espressioni di I_C ed S precedentemente ricavate e considerando incognite le resistenze R_1 ed R_2, si ottengono infine per tali resistenze le espressioni:

$$R_1 = \frac{V_C (S - 1)}{I_C - S I_{C0}}; \tag{21}$$

$$R_2 = \frac{S - 1}{\dfrac{(1 - S + \alpha S) \cdot (I_C - I_{C0})}{\alpha (V_{CE} - V_C - R_c I_C)} - \dfrac{I_C - S I_{C0}}{V_{CE}}}. \tag{22}$$

29. Determinazione pratica degli elementi del circuito.

Riprendiamo in fig. 86 il circuito riguardante il transistore amplificatore funzionante in c.c., proponendoci di ricavare un modo veloce e pratico per il rilievo dei componenti R_c, R_e, R_1, R_2. Consideriamo ora la (18):

$$S = \frac{R_e + R_B}{R_e + R_B (1 - \alpha)}$$

se facciamo in modo che $R_e > R_B (1 - \alpha)$ il fattore di stabilità vale approssimativamente:

$$S \cong \frac{R_e + R_B}{R_e}.$$

Se $R_e > R_B$ il valore di S tende ad 1 ed il circuito raggiunge un ottimo grado di stabilità termica del punto di funzionamento. Purtroppo ciò non è del tutto possibile. Infatti: le resistenze R_1 ed R_2, che costituiscono il

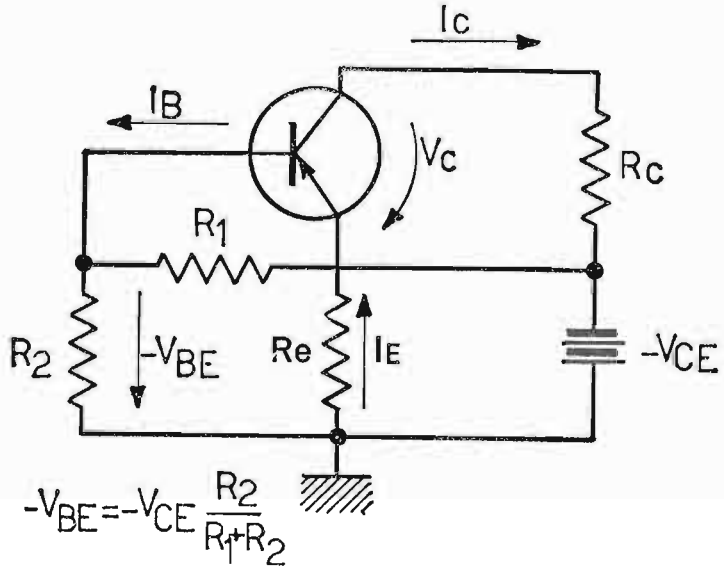


Fig. 86. – Amplificatore a transistore alimentato in c.c. dall'unica batteria $-V_{CE}$.

partitore di tensione e che in parallelo fra di loro originano la R_B, si trovano direttamente in parallelo alla sorgente V_{CE}. Di conseguenza, per fare in modo che la corrente da loro derivata sia minima ed anche che il generatore e_i lavori con alta impedenza d'ingresso, è bene scegliere R_1 ed R_2 di valore elevato, ferma restando la condizione di $R_1 > R_2$, in quanto la tensione ai capi di R_2 deve valere $\frac{1}{3} \div \frac{1}{10}$ dell'intera tensione di alimentazione V_{CE}. Si fissa di conseguenza $R_B > R_e$ ed il coefficiente di stabilità S che ne risulta dai calcoli supera ovviamente l'unità. È sufficiente, per ottenere una buona stabilizzazione, che il coefficiente S non superi le dieci unità. Inoltre, conoscendo il transistore impiegato, dalle caratteristiche $I_C = f(V_{CE})$ possiamo tracciare, come in fig. 87, la retta di carico più conveniente, che interseca il punto di ascissa in corrispondenza della tensione V_{CE} della batteria a disposizione e l'ordinata in corrispondenza del valore: $\frac{V_{CE}}{R_e}$.

Avremo, naturalmente, curato di rimanere a lavorare con valori inferiori all'iperbole di massima dissipazione di potenza continua da parte del transistore. Scegliamo ora il punto di lavoro a riposo Q più conveniente. Tale operazione oltre a fornirci il valore di R_c ci fornisce anche quello di $I_{C\,Q}$ a riposo e quello di $I_{B\,Q}$ (corrente costante di base).

Ora, sulla caratteristica $V_B = f(I_B)$ per $V_{CE} =$ cost. in corrispondenza ad $I_{B\,Q}$ si può ricavare $V_{B\,Q}$, ossia la *ddp*, che deve esistere fra base ed emettitore, per avere una certa $I_{B\,Q} =$ cost. Tale tensione è dell'ordine

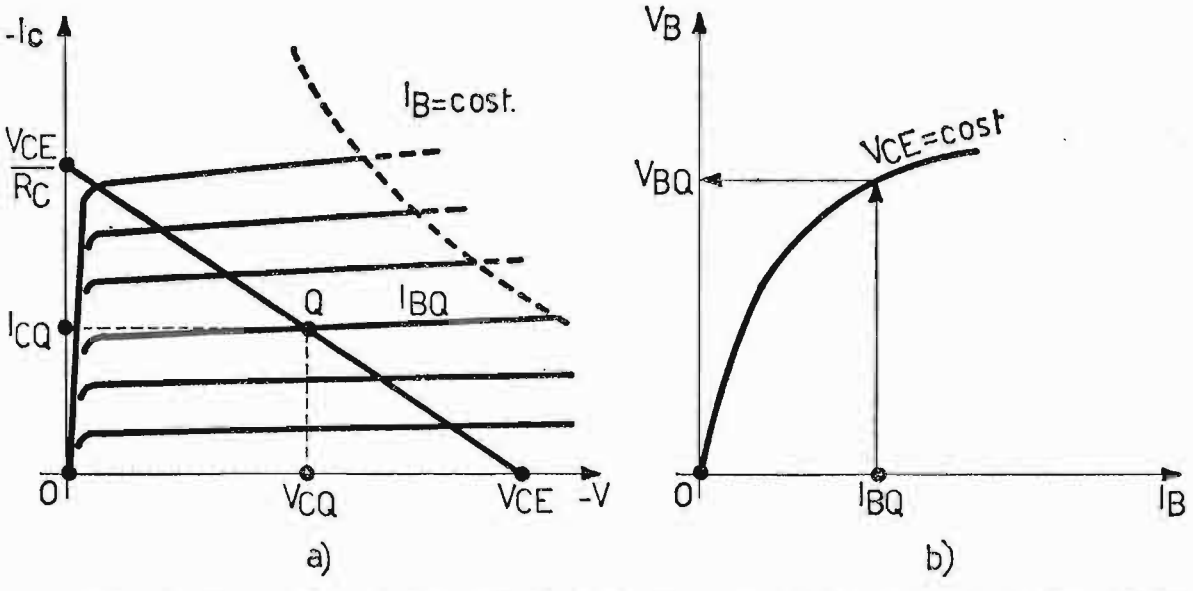


Fig. 87. – *a*) Retta di carico R_c sulla famiglia di caratteristiche di uscita del transistore e ricerca del punto Q di funzionamento a riposo; *b*) rilievo, mediante le caratteristiche di entrata del transistore, del valore di tensione $V_{B\,Q}$, conoscendo quello $I_{B\,Q}$ fissato dalla caratteristica del caso *a*).

di 0,2 ÷ 0,3 volt per il germanio, mentre sale a 0,5 ÷ 0,8 volt per il silicio. Poiché è necessario che $V_{Re} > V_{B\,Q}$, fissiamo, ad esempio, la tensione ai capi della resistenza R_e pari a 1/10 della tensione V_{CE} dell'ordine quest'ultima di 10 ÷ 20 volt.

La resistenza di emettitore è subito deducibile dall'espressione:

$$R_e \cong \frac{V_{Re}}{I_{C\,Q}}$$

in cui a denominatore si può trascurare $I_{B\,Q}$. Per il partitore R_1 ed R_2 si possono seguire due vie, ossia:

a) se fissiamo il valore del fattore di stabilità

$$S \cong \frac{R_e + R_B}{R_e}$$

ponendo $R_1 \gg R_2$, al posto di R_B possiamo sostituire tranquillamente R_2 e il termine S allora diventa:

$$S \cong \frac{R_e + R_2}{R_e}$$

da cui:

$$R_2 \cong R_e (S - 1) \tag{23}$$

Ricaviamo ora l'espressione della resistenza R_1. La corrente, che circola nel partitore R_1 ed R_2, potendosi trascurare la tensione V_{BQ}, vale:

$$I = \frac{V_{CE} - V_{Re}}{R_1} = \frac{V_{Re}}{R_2}$$

dalla quale si ricava:

$$R_1 = R_2 \frac{V_{CE} - V_{Re}}{V_{Re}} \tag{24}$$

b) Nel secondo caso, considerando il circuito di fig. 86, trasformato con Thévenin, in quello di fig. 85, possiamo scrivere:

$$\begin{cases} V_{BE} = V_{CE} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_B = \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \end{cases} \tag{25}$$

dalla prima si ha:

$$\frac{V_{CE}}{V_{BE}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_B}$$

ossia:

$$R_1 = R_B \cdot \frac{V_{CE}}{V_{BE}} \tag{26}$$

dalla seconda:

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

si ottiene:

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} \tag{27}$$

avendo posto $R_B \cong 10R_e$.

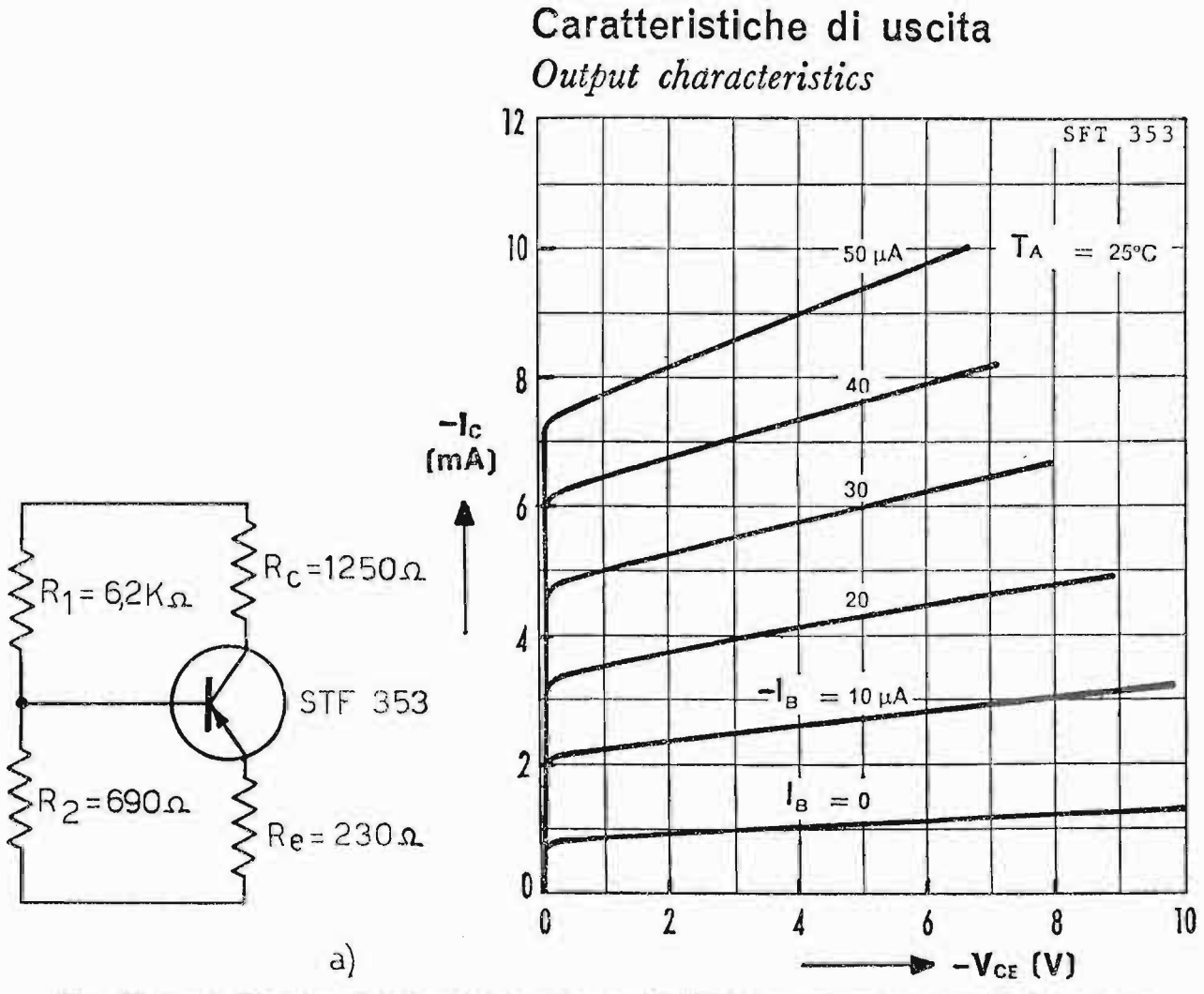


Fig. 88. – *a*) Circuito elettrico del transistore SFT 353 con riportati i valori dei componenti ricavati nel primo esempio; *b*) caratteristiche $I_C = f(V_C)$ del transistore SFT353;

1° Esercizio:

Consideriamo il transistore STF 353 - AC 125, il cui circuito elettrico in c. c. è riportato in fig. 88 *a*) e le cui caratteristiche $I_C = f(V_{CE})$ sono riportate il fig. 88 *b*). La tensione $V_{CE} = 10$ volt. Determinare i componenti del circuito, fissando un coefficiente di stabilità $S = 4$.

Soluzione:

Dalla retta di carico, per $V_{CE} = 10\,V$ e $I_C = 8\,mA$ si può ricavare:

$$R_c = \frac{V_{CE}}{I_C} = \frac{10}{8 \cdot 10^{-3}} = 1250\,\Omega.$$

Fissando, ora, la *ddp* ai capi della resistenza R_e pari a 1 volt, si ricava

$$R_e = \frac{V_{Re}}{I_C} = \frac{1}{4{,}3 \cdot 10^{-3}} \cong 230\,\Omega.$$

Le resistenze del partitore R_1, R_2 valgono, allora:

$$R_2 = (S - 1)\, R_e = (4 - 1)\, 230 = 690\,\Omega.$$

$$R_1 = R_2 \frac{V_{CE} - V_{Re}}{V_{Re}} = 690 \frac{10 - 1}{1} \cong 6200\,\Omega.$$

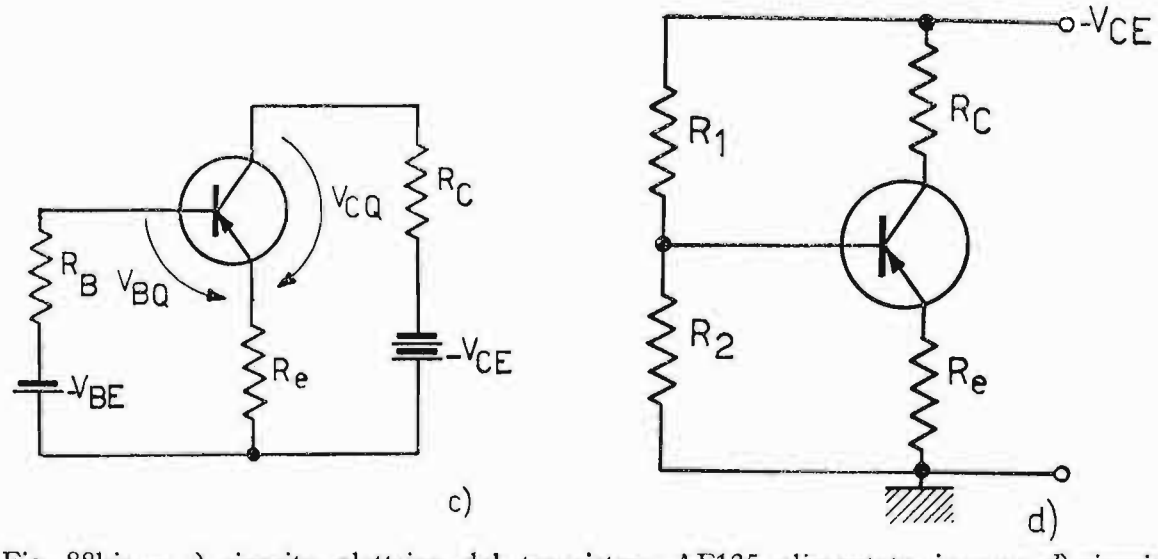


Fig. 88bis. - *c*) circuito elettrico del transistore AF125 alimentato in c.c.; *d*) circuito elettrico del transistore AF125 alimentato in c.c. dalla sola batteria $-V_{CE}$.

2° Esercizio.

Per il transistore AF 125 - PNP montato secondo il circuito di fig. 88 *c*) sono dati alla temperatura di giunzione $T_j = 25$ °C.

$$\begin{aligned} V_{CQ} &= -5\ \text{V} \\ I_{CQ} &= -3\ \text{mA} \\ I_{BQ} &= -20\ \mu\text{A} \\ V_{BQ} &= -300\ \text{mV} \\ V_{CE} &= -12\ \text{V} \\ R_c &= 2\ \text{K}\Omega \end{aligned}$$

ricavare i componenti R_e, R_B, V_{BE}, S.

Soluzione:

Essendo

$$R_c\, I_{CQ} = 2 \cdot 10^3 \cdot (-3 \cdot 10^{-3}) = -6\ \text{V}$$

fissando la tensione di emettitore

$$V_{Re} = R_e\,(I_{CQ} + I_{BQ}) = 1\ \text{V}$$

si ha:

$$R_e = \frac{V_{Re}}{I_{CQ} + I_{BQ}} = \frac{V_{Re}}{I_{EQ}} = \frac{1}{3{,}02 \cdot 10^{-3}} = 300\,\Omega.$$

sapendo che $R_B = 10\,R_e$ si ha $R_B = 3 \cdot 10^3\,\Omega$.

Calcoliamo, ora, la $-V_{BE}$:

$$-V_{BE} = -(R_B I_{BQ} + V_{BQ} + R_e I_{EQ}) = -(60 \cdot 10^{-3} + 0{,}3 + 1) = -1{,}36\ \text{V}$$

Naturalmente la tensione $-V_{BE}$ verrà fornita dal partitore R_1, R_2 direttamente in parallelo alla sorgente V_{CE}, per cui la realizzazione pratica del circuito è quella di fig. 88*d*). Le resistenze del partitore di tensione si ricavano dalla condizione:

$$\begin{cases} R_B = \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \\[2ex] V_{BE} = V_{CE} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

Infatti:

$$\frac{R_B}{V_{BE}} = \frac{R_1}{V_{CE}}$$

da cui:

$$R_1 = R_B \frac{V_{CE}}{V_{BE}} = 3 \cdot 10^3 \cdot \frac{-12}{-1{,}36} \cong 26{,}4\ \text{K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} = \frac{26{,}4 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{26{,}4 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^3} = \frac{79{,}5 \cdot 10^3}{23{,}4} \cong 3{,}4\ \text{K}\Omega$$

Infine, il grado di stabilizzazione risulta:

$$S \cong \frac{R_e + R_B}{R_e} = \frac{300 + 3000}{300} = 11.$$

CAPITOLO V

AMPLIFICATORI DI TENSIONE A TUBI ELETTRONICI IN BASSA FREQUENZA

Sono amplificatori di tensione in *BF*, quegli amplificatori che hanno la funzione di aumentare l'ampiezza dei piccoli segnali di *BF* inviati loro all'ingresso. Tali segnali, provenienti, ad esempio, da un microfono, giradischi, registratore ecc., devono essere amplificati in modo da poter pilotare i così detti amplificatori di potenza in *BF*.

Gli amplificatori di tensione in *BF*, essendo interessati dai segnali ricavati, di regola, dalla parola o dalla musica, devono avere un guadagno costante di tensione in tutto il campo di frequenze acustiche, comprese fra 20*Hz* e 16*KHz*. Il loro compito specifico è quello di amplificare il più possibile, e senza distorsione, il segnale inviato loro all'ingresso, per cui, se un solo stadio non è sufficiente a raggiungere grandi livelli di amplificazione, si collegano più stadi amplificatori fra di loro, nei modi che andremo via via illustrando.

30. Amplificatori con accoppiamento a resistenza e capacità.

I circuiti di fig. 89*a*), *b*) rappresentano un tipico amplificatore a *RC* realizzato rispettivamente con triodo e con pentodo. In ambedue i circuiti l'accoppiamento fra uno stadio e l'altro è ottenuto mediante il condensatore di accoppiamento C_a.

Esso ha lo scopo di lasciar passare, senza attenuarlo in modo apprezzabile, il segnale alternativo e nel contempo, di bloccare la componente continua, in modo che essa non giunga sulla griglia controllo del tubo seguente. La resistenza di griglia R_g, permette di collegare la griglia al potenziale di massa. La scelta del suo valore è subordinata a due fattori contrastanti; infatti: la R_g dovendo collegare al potenziale di massa la griglia controllo deve essere la più piccola possibile, visto che l'ideale sarebbe un cortocircuito. D'altra parte, questa R_g si trova in parallelo (per quanto riguarda la componente alternativa) alla resistenza di carico R_c e,

quindi, ne diminuisce il valore in modo sensibile. Il valore ideale di R_g, per questo secondo caso vorrebbe infinito. Naturalmente fra zero ed infinito esiste un valore di compromesso. La resistenza di fuga R_g, infatti, viene scelta di valore abbastanza elevato per valvole amplificatrici di tensione (circa $0{,}5 \div 1 M\Omega$) e di valore più piccolo per valvole amplificatrici di potenza (circa $0{,}1 \div 0{,}5 M\Omega$), impiegando il valore più basso per valvole interessate da maggiore potenza.

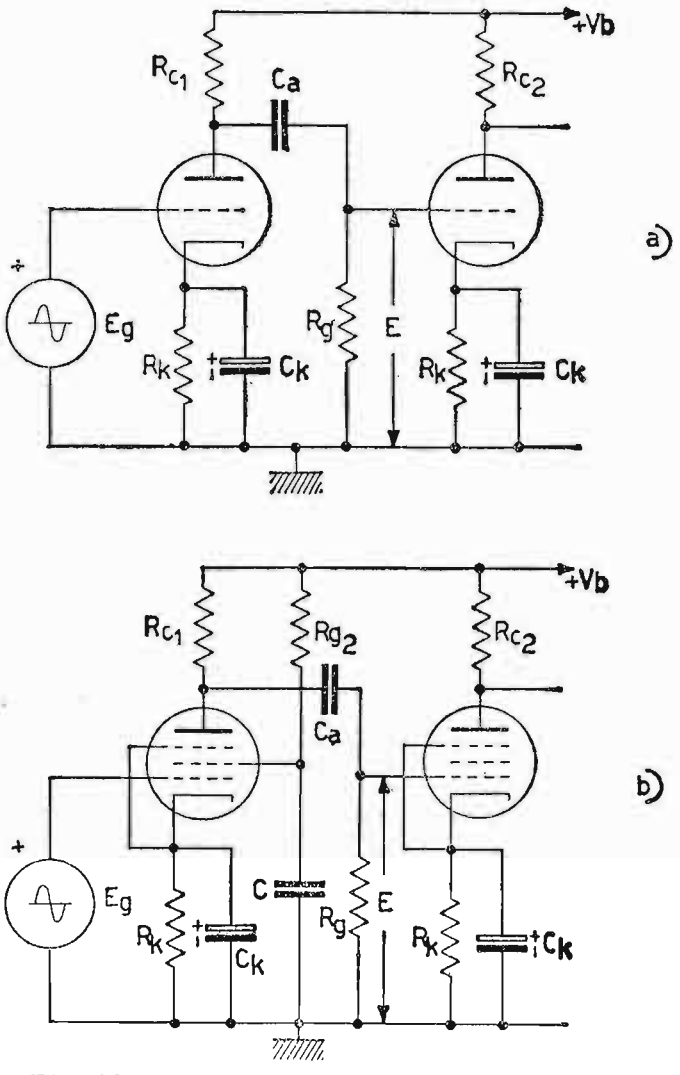


Fig. 89. – Amplificatore a resistenza e capacità realizzato in *a*) con triodi, in *b*) con pentodi.

Infatti, tanto più il tubo è potente, tanto più R_g vuole di basso valore in quanto, per il non perfetto vuoto nel tubo, nasce una corrente inversa nel tubo stesso. Essa è dovuta agli ioni positivi, che si originano ad opera della corrente principale. Gli ioni, circolando nella resistenza R_g, causano una polarizzazione positiva alla griglia controllo in contrasto con quella negativa imposta dal circuito.

Il potenziale negativo che la griglia controllo deve avere rispetto al catodo le viene conferito in maniera indiretta. In serie al catodo, infatti, viene posta una resistenza R_k, la quale, percorsa dalla corrente continua dovuta all'alimentatore anodico, fa cadere ai suoi capi un potenziale continuo, proporzionale alla resistenza R_k e con il lato positivo verso il catodo. Ora, essendo la griglia collegata al potenziale di massa tramite R_g, essa si troverà negativa rispetto al catodo di tanti volt, quanti ne cadono in R_k, opportunamente calcolata. In presenza di segnale alternativo, la R_k è percorsa anche dalla componente alternativa amplificata, la quale, essendo di polarità opposta al segnale stesso causa una diminuzione dell'effettiva tensione di ingresso fra griglia e catodo. Per mantenere, invece, costante la polarizzazione base di griglia controllo, si deviano verso massa le componenti

alternative, tramite il condensatore C_k, posto in parallelo alla R_k. Per tale scopo la reattanza di C_k deve essere trascurabile rispetto la resistenza catodica, in modo da portare il catodo a potenziale di massa per le correnti alternative. Di solito data l'elevata capacità che deve assumere, C_k è un condensatore elettrolitico di valore $10 \div 200 \mu F$ a basso isolamento: $25 \div 30$ volt continui. Concludendo: il valore di R_k si trova dal rapporto fra la tensione negativa che si deve dare alla griglia e la corrente catodica (nel caso dei triodi la corrente catodica coincide con quella anodica, mentre per i pentodi si deve aggiungere alla corrente anodica quella di schermo), ossia:

$$R_k = \frac{V_{g0}}{I_k}$$

mentre C_k viene scelto in modo che la sua reattanza $X_c = \dfrac{1}{\omega C_k}$ sia circa 1/10 della resistenza R_k per la più bassa frequenza che si vuole amplificare. Se l'amplificatore ad RC è realizzato con un pentodo come in fig. 89*b*) occorre fornire un potenziale continuo anche alla griglia schermo. La resistenza R_{g2} si calcola semplicemente dal rapporto fra la tensione eccedente (rispetto quella dell'alimentatore anodico) ai capi dello schermo e la corrente di schermo, vale a dire:

$$R_{g2} = \frac{V_b - V_{g2}}{I_{g2}}.$$

Per stabilizzare il potenziale ai capi dello schermo dalle componenti alternative presenti ai capi di R_{g2} si dispone fra schermo e massa il condensatore C, il quale provvede a convogliare verso massa le indesiderate componenti alternative. Valori correnti di questo condensatore sono: $0{,}05 \div 0{,}1 \mu F$.

31. Studio dell'amplificazione al variare della frequenza, per un amplificatore a resistenza e capacità.

L'amplificatore a resistenza e capacità ha il pregio di amplificare con guadagno costante una vastissima gamma di frequenze. Naturalmente, in questa gamma non intervengono elementi parassiti a modificare sia l'amplificazione, sia lo sfasamento di 180^0 fra E_a ed E_g. A questo intervallo di frequenze si dà il nome di frequenze medie della gamma. Gli elementi nocivi intervengono alle frequenze inferiori e superiori di detta gamma. Alle frequenze inferiori l'amplificazione diminuisce per effetto della reattanza del condensatore di accoppiamento. Questa reattanza che è nulla

per le frequenze medie della gamma, assume per le frequenze inferiori un valore determinante a limitare il segnale sulla griglia dello stadio seguente. Alle frequenze alte della gamma intervengono le capacità parassite del tubo, ossia quelle di uscita di uno e di entrata dell'altro tubo, oltre quelle che i collegamenti hanno verso massa. Queste capacità da reattanza quasi infinita, per le frequenze basse e medie della gamma, scendono a valori finiti e sempre più bassi per le frequenze elevate fino a cortocircuitare il segnale

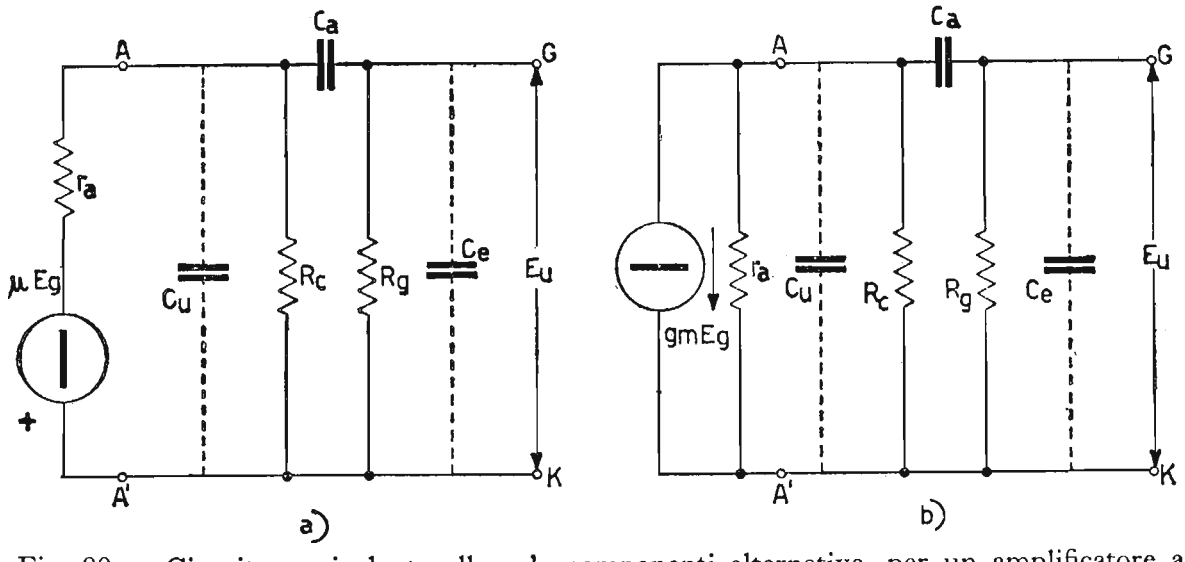


Fig. 90. – Circuito equivalente alle sole componenti alternative, per un amplificatore a RC, alimentato in *a*) con generatore di tensione μEg, in *b*) con generatore di corrente gmEg.

E_u ai capi della resistenza R_g. In fig. 90*a*) è rappresentato lo schema del circuito equivalente di un amplificatore a resistenza e capacità, per le componenti alternative, comprendente tutti gli elementi parassiti e alimentato dal generatore a tensione costante μE_g. In fig. 90*b*) è rappresentato lo stesso circuito relativo al generatore a corrente costante $J_a = g_m E_g$. Esaminiamo, per quanto riguarda l'amplificazione, il comportamento di tale amplificatore al variare della frequenza. Possiamo senz'altro suddividere l'intera gamma in tre parti distinte: frequenze medie, basse e alte, ricavando dal circuito equivalente completo, per ogni singolo caso, la parte di circuito differenziale che interessa.

a) Frequenze medie della gamma. – Alle frequenze medie della gamma non intervengono gli elementi reattivi, in quanto, mentre la capacità di accoppiamento C_a si comporta come un cortocircuito, le capacità parassite C_u e C_e hanno ancora una reattanza praticamente infinita. Il circuito equivalente dell'amplificatore per tali frequenze si semplifica diventando quello di fig. 91, nel quale per semplicità si impiega il generatore a corrente costante

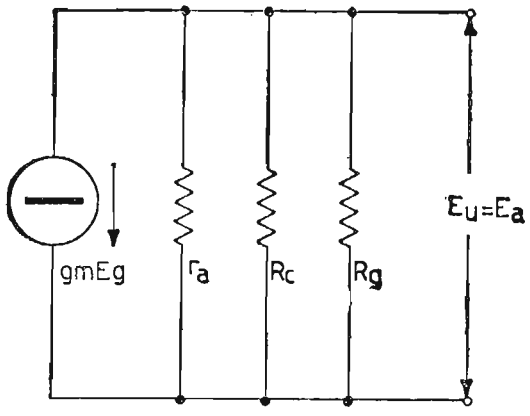


Fig. 91. – Circuito equivalente dell'amplificatore a RC alle frequenze medie della gamma.

$$J_a = \frac{\mu E_g}{r_a} = g_m E_g$$

ottenuto da quello a tensione costante con l'ausilio del teorema di Norton. La corrente totale J_a si suddivide nelle tre resistenze: r_a, R_c, R_g, per cui, indicando con R il loro parallelo, secondo l'espressione:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}},$$

possiamo anche scrivere:

$$J_a = g_m E_g = \frac{-E_a}{R}$$

dalla quale si ricava l'amplificazione:

$$A_0 = \frac{E_a}{E_g} = -g_m R.$$

L'amplificazione $A_0 = -g_m R$ rappresenta il massimo valore che essa assume in tutta la gamma di frequenze di lavoro. Inoltre, per questo campo di frequenze esiste uno sfasamento esatto di 180° fra E_a ed E_g.

b) Frequenze basse della gamma. – Alle frequenze basse della gamma, incide in modo determinante il condensatore di accoppiamento C_a, provo-

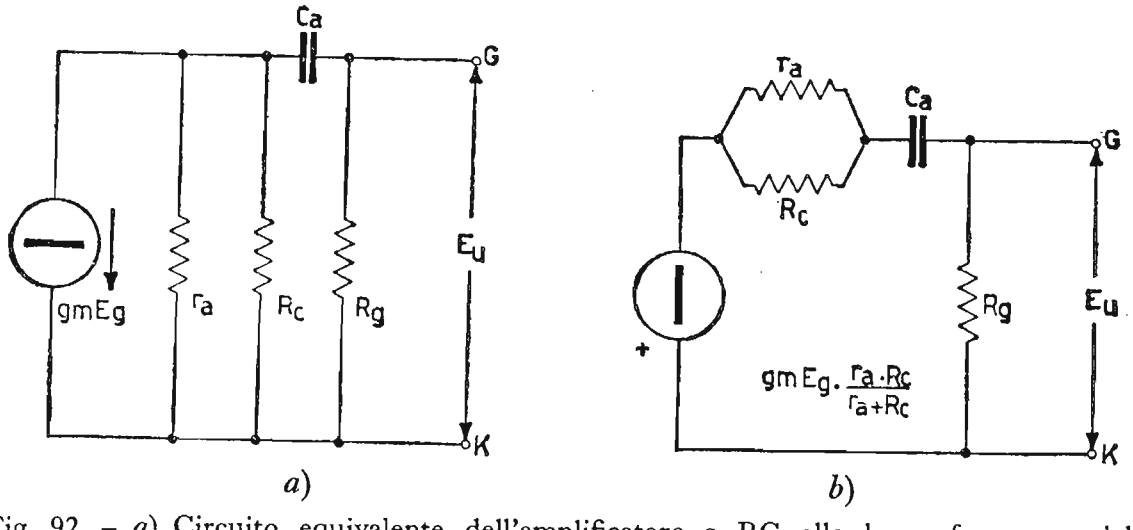


Fig. 92. – *a*) Circuito equivalente dell'amplificatore a RC alle basse frequenze della gamma; *b*) lo stesso circuito semplificato secondo Thévenin.

cando una diminuzione dell'amplificazione tendente a zero, via via che la frequenza si avvicina allo zero. Per frequenza $f = 0$ la tensione d'uscita (e quindi l'amplificazione) si annulla in quanto la reattanza di C_a diventa infinita. Il circuito equivalente dell'amplificatore, relativamente alle basse frequenze della gamma, si ottiene dal circuito di fig. 90, considerando oltre gli elementi attivi, anche il condensatore C_a (fig. 92*a*). In fig. 92*b*) si è semplificato lo schema disponendo il gruppo di resistenze r_a R_c, in parallelo fra di loro, in serie al circuito e alimentando il tutto con il generatore ideale di tensione

$$g_m E_g \frac{r_a R_c}{r_a + R_c}$$

ottenuto mediante il teorema di Thévenin.

Indicando per semplicità

$$R' = \frac{r_a \cdot R_c}{r_a + R_c}$$

la tensione $\bar{E}_u$ vale allora:

$$\bar{E}_u = -g_m \bar{E}_g R' \frac{R_g}{R_g + R' + \dfrac{1}{j\omega C_a}}$$

e quindi indicando con A_b l'amplificazione alle basse frequenze della gamma, essa vale:

$$\bar{A}_b = \frac{\bar{E}_u}{\bar{E}_g} = -g_m R' \frac{R_g}{R_g + R' - j\dfrac{1}{\omega C_a}} = \frac{-g_m \dfrac{R' \cdot R_g}{R' + R_g}}{1 - j\dfrac{1}{\omega C_a (R' + R_g)}} =$$

$$= \frac{\bar{A}_0}{1 - j\dfrac{1}{\omega C_a (R' + R_g)}}$$

sapendo che:

$$\frac{R' \cdot R_g}{R' + R_g} = R$$

è la resistenza complessiva fra r_a, R_c, R_g in parallelo fra loro ed A_0 l'amplificazione alle medie frequenze della gamma.

Il suo modulo vale:

$$|A_b| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_a (R' + R_g)}\right]^2}}$$

Allorché il termine

$$\frac{1}{\omega C_a (R' + R_g)} = 1$$

il valore dell'amplificazione scende ad

$$|A_1| = \frac{gm\, R}{\sqrt{2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

ossia essa è 1,41 volte minore dell'amplificazione massima A_0. A questo valore di amplificazione corrisponde la *frequenza limite inferiore* nella curva di risposta dell'amplificatore. Essa si ricava dalla posizione:

$$\frac{1}{\omega C_a (R' + R_g)} = 1; \qquad f_{inf} = \frac{1}{2\pi C_a (R' + R_g)}.$$

Sapendo che è

$$\omega_{inf} = \frac{1}{C_a (R' + R_g)}$$

l'espressione dell'amplificazione può venire modificata in funzione del rapporto frequenze, ossia:

$$|A_b| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{inf}}{f}\right)^2}}.$$

Questa espressione è molto opportuna, perché ci permette di ricavare, come vedremo, la curva di risposta universale di un amplificatore a resistenza e capacità, sapendo che f_{inf} è la frequenza per la quale $(R' + R_g) = X_{Ca}$ ed f una frequenza qualunque sulla banda passante. Per $\frac{f_{inf}}{f} = 1$ esiste uno sfasamento θ_1 di 45^0 in anticipo relativamente ai 180^0 che esistono già fra E_a ed E_g alle frequenze medie della gamma, quindi complessivamente lo sfasamento vale:

$$\varphi_1 = 180^0 + \theta_1 = 180^0 + 45^0 = 225^0 \text{ (fig. 71)}$$

dove θ_1 vale in generale:

$$\text{tang } \theta_1 = \frac{1}{\omega C_a (R' + R_g)} = \frac{f_{inf}}{f}.$$

c) FREQUENZE ALTE DELLA GAMMA. - Alle frequenze alte della gamma, mentre C_a rappresenta un cortocircuito, intervengono in modo determinante le capacità parassite in parallelo al gruppo di resistenze r_a, R_c, R_g. Queste capacità parassite provocano diminuzione di amplificazione all'au-

$$R = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}}$$

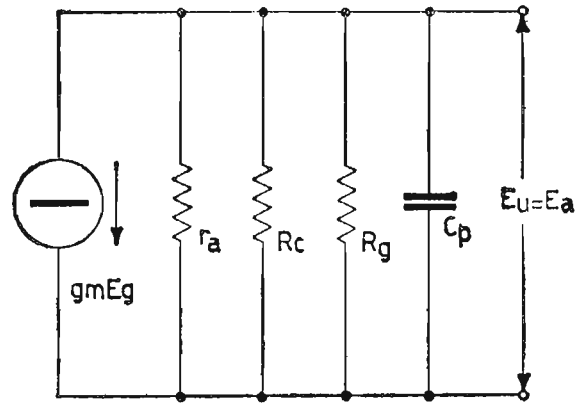


Fig. 93. - Circuito equivalente dell'amplificatore a RC alle alte frequenze della gamma.

mentare della frequenza, fino ad annullare la tensione d'uscita per frequenza tendente all'infinito. Il circuito elettrico dell'amplificatore relativamente alle frequenze alte della gamma è riportato in fig. 93 e si ottiene, come il precedente, dal circuito generale di fig. 90, considerando oltre gli elementi attivi, anche le capacità parassite in parallelo al carico. Esse per comodità sono state conglobate in un'unica capacità C_p (capacità parassita totale).

Questa volta, la corrente J_a si suddivide nel ramo complessivo R e nel ramo C_p, per cui possiamo scrivere:

$$J_a = g_m \bar{E}_g = \frac{\bar{E}_a}{R} + j\,\omega\, C_p\, \bar{E}_a = \bar{E}_a \left(\frac{1}{R} + j\,\omega C_p \right)$$

e quindi indicando con A_a l'amplificazione alle alte frequenze della gamma, per tali frequenze essa vale:

$$\bar{A}_a = \frac{\bar{E}_a}{\bar{E}_g} = -g_m \frac{1}{\frac{1}{R} + j\,\omega\, C_p} = \frac{-g_m R}{1 + j\,\omega\, C_p R} = \frac{A_0}{1 + j\,\omega\, C_p R}$$

il suo modulo vale:

$$|A_a| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\omega C_p R)^2}}$$

allorché il termine $\omega C_p R = 1$ analogamente al caso precedente, il valore dell'amplificazione scende ad

$$|A_2| = \frac{g_m R}{\sqrt{2}}.$$

A questo valore dell'amplificazione corrisponde la *frequenza limite superiore* nella curva di risposta dell'amplificatore. La frequenza limite superiore si ricava dalla posizione;

$$\omega C_p R = 1 \qquad f_{sup} = \frac{1}{2\pi C_p R}.$$

L'espressione dell'amplificazione in funzione del rapporto frequenze vale:

$$|A_a| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{sup}}\right)^2}}.$$

Come vedremo dalla curva di risposta universale relativa alla fase fra E_a ed E_g, per quanto riguarda la frequenza limite superiore, esiste uno sfasamento θ_2 in ritardo di 45^0 relativamente ai 180^0 già esistenti alle medie frequenze della gamma. Lo sfasamento complessivo vale:

$$\varphi_2 = 180^0 - \theta_2 = 180^0 - 45^0 = 135^0$$

dove θ_2 vale in generale:

$$\text{tang}\, \theta_2 = -\omega C_p R = -\frac{f}{f_{sup}}.$$

La curva di risposta di fig. 94*a*) e *b*) si è ottenuta per il caso *a*) disponendo sulle ordinate il rapporto fra l'amplificazione ad una qualsiasi frequenza e l'amplificazione massima A_o, mentre sulle ascisse, in scala logaritmica, le frequenze. Sulla curva di risposta è tracciata la banda passante $B = f_{sup} - f_{inf}$ compresa fra le due frequenze limiti, ove l'amplificazione scende a 0,707 il suo valore massimo. A queste frequenze limiti per l'amplificazione corrisponde un'attenuazione di $-3\,dB$. La ragione per la quale la banda passante comprende valori di amplificazione al disotto del valore mas-

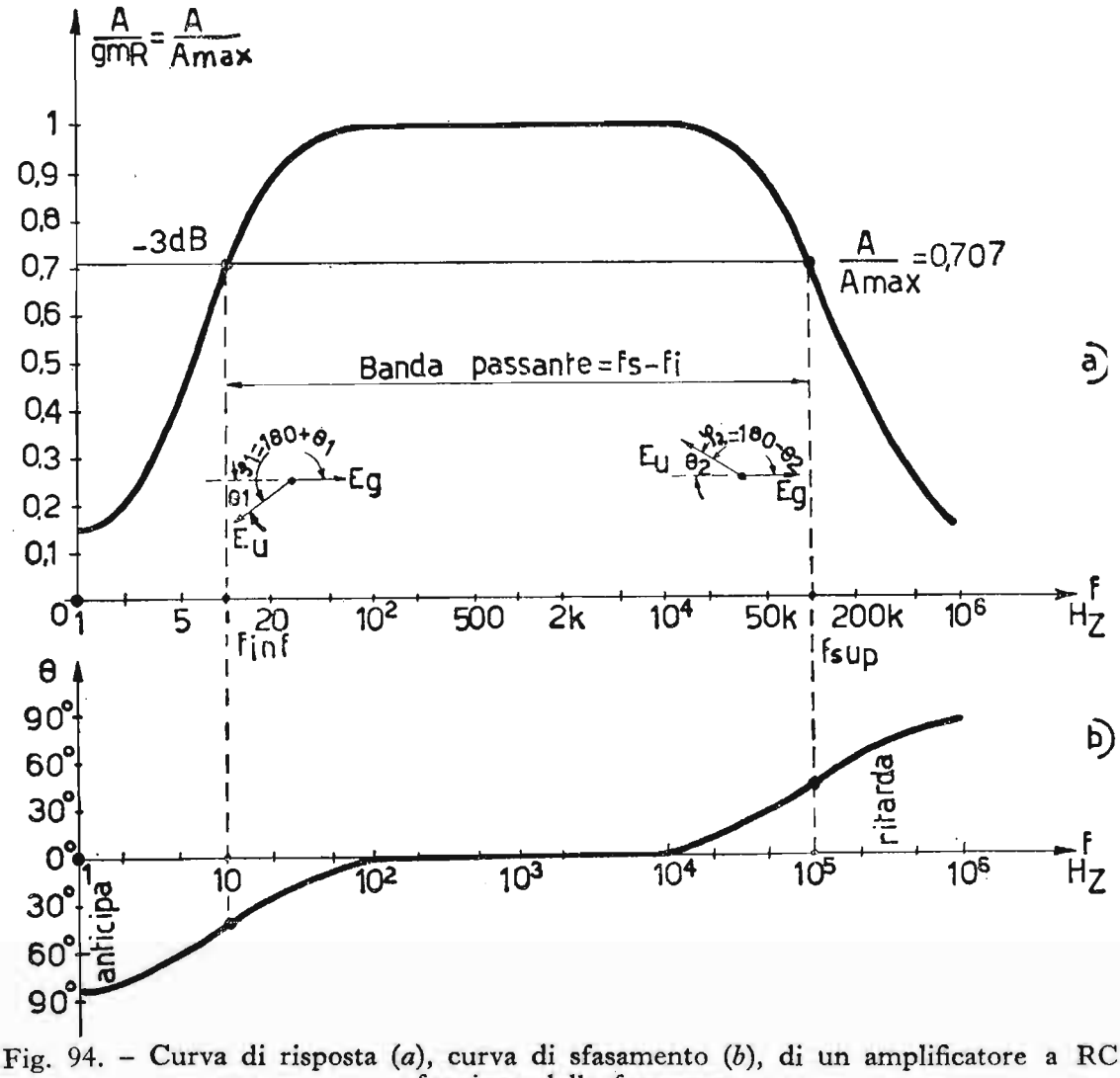


Fig. 94. – Curva di risposta (*a*), curva di sfasamento (*b*), di un amplificatore a RC in funzione della frequenza.

simo cioè: da 0,707 (10*Hz*) a 0,707 (100 *KHz*) della curva di risposta, risiede nel comportamento fisiologico dell'orecchio umano. Infatti; l'orecchio umano percepisce praticamente nessun aumento di intensità sonora passando dal 70% al 100% della corrispondente potenza sonora. Possiamo, quindi, affermare che il comportamento di un amplificatore a *RC* è noto dalla conoscenza delle curve: «*amplificazione-frequenza*» e «*sfasamento-frequenza*». Per comodità grafica, riesce più conveniente conglobare le due curve in un unico diagramma polare (fig. 95) ottenuto, unendo i successivi punti che il vettore

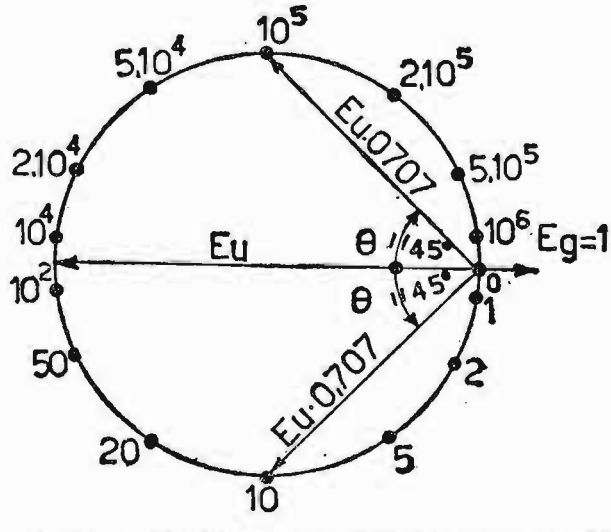


Fig. 95. – Metodo per rappresentare contemporaneamente la curva di risposta e lo sfasamento in un amplificatore a RC, in funzione della frequenza.

$\bar{E}_u = A\bar{E}_g$ descrive, diminuendo di ampiezza e ruotando in funzione della frequenza, in anticipo o in ritardo di 90° sul vettore unitario opposto $\bar{E}_g$.

Di seguito in fig. 96 sono rappresentate le curve di risposta universali

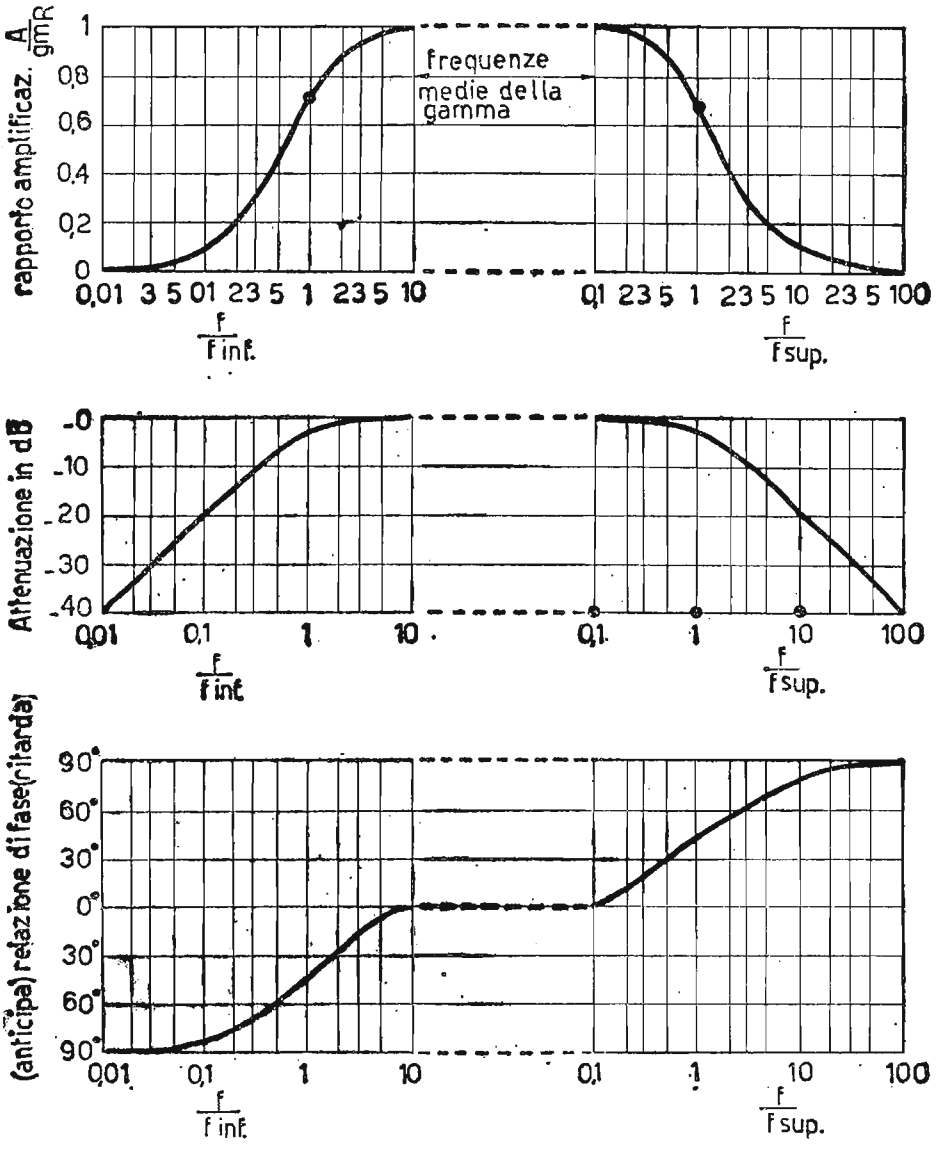


Fig. 96. – Curve di risposta universali dell'amplificazione, attenuazione e sfasamento per un amplificatore a RC.

per un amplificatore ad *RC*, relativamente *all'amplificazione*, *attenuazione* e *sfasamento*, in funzione dei rapporti

$$\frac{f}{f_{inf}} \quad \text{ed} \quad \frac{f}{f_{sup}}.$$

1° Esercizio. – **Un amplificatore di tensione a *RC*, lavorante in classe *A*, impiega il triodo 6C4, avente $\mu = 17$ ed $r_a = 7700\Omega$.**

La resistenza di carico viene scelta di $20K\Omega$ e la tensione d'ingresso è $E_g = 5$ volt eff. Ricavare:

a) **il valore della corrente anodica J_a;**

b) **il valore della tensione d'uscita E_u;**

c) **il guadagno A dell'amplificatore.**

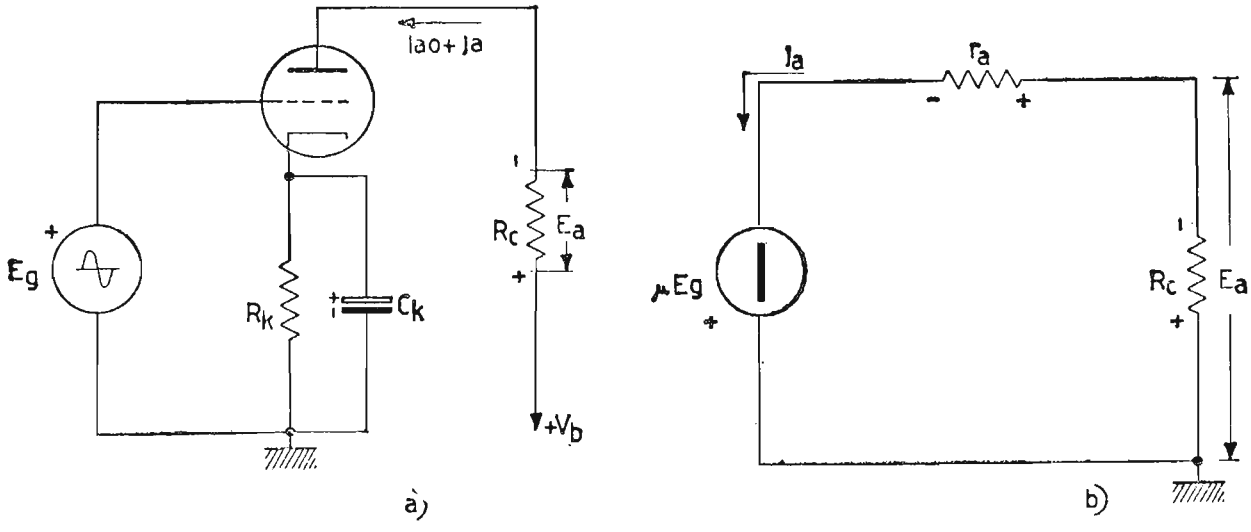


Fig. 97. – *a*) Amplificatore a triodo con carico R_c; *b*) circuito equivalente per le sole componenti alternative.

Lo schema dell'amplificatore è quello di fig. 97*a*), in *b*) è rappresentato il circuito equivalente per le componenti alternative.

a) Valore della corrente anodica:

$$J_a = \frac{\mu E_g}{r_a + R_c} = \frac{17 \cdot 5}{(7{,}7 + 20) \cdot 10^3} = 3{,}06 \cdot 10^{-3}\, A_{eff} = 3{,}06\, mA_{eff}.$$

b) Valore della tensione d'uscita:

$$E_a = R_c J_a = 20 \cdot 10^3 \cdot 3{,}06 \cdot 10^{-3} = 61{,}2 \text{ volt}_{eff}.$$

c) Guadagno dell'amplificatore:

$$A = \frac{E_a}{E_g} = \frac{61{,}2}{5} = 12{,}24.$$

2º Esercizio. – **Un amplificatore di tensione a resistenza e capacità, lavorante in classe A, impiega il triodo 6J5 ($\mu = 20$, $r_a = 7700\Omega$). La tensione anodica $V_b = 250$ volt, $R_c = 20\, K\Omega$, $V_{g0} = -4$ volt, $I_{a0} = 5{,}4$ mA. Se la tensione di ingresso è di 2 volt$_{eff}$ determinare:**

a) **il valore della corrente anodica** J_a**;**
b) **il guadagno dell'amplificatore;**
c) **il rendimento anodico.**

Il circuito elettrico e quello differenziale sono praticamente quelli dell'esercizio precedente, per cui:

a) valore della corrente anodica:

$$J_a = \frac{\mu E_g}{r_a + R_c} = \frac{20 \cdot 2}{(7{,}7 + 20) \cdot 10^3} = 1{,}44 \cdot 10^{-3}\, A_{eff} = 1{,}44\, mA_{eff}.$$

b) Guadagno dell'amplificatore:

$$A = \mu \frac{R_c}{r_a + R_c} = 20 \cdot \frac{20 \cdot 10^3}{27{,}7 \cdot 10^3} = 14{,}4.$$

c) Rendimento anodico:

$$\eta = \frac{P \text{ utile}}{P \text{ alimentazione}} = \frac{P_u}{P_{al}},$$

pove:

$$P_u = E_{a\,eff} \cdot J_{a\,eff} = (A \cdot E_{g\,eff}) \cdot J_{a\,eff} = 14{,}4 \cdot 2 \cdot 1{,}44 \cdot 10^{-3} = 0{,}0414 \text{ watt}$$

$$P_{al} = V_b \cdot I_{a0} = 250 \cdot 5{,}4 \cdot 10^{-3} = 1{,}35 \text{ watt}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{0{,}0414}{1{,}35} = 0{,}0306 \text{ pari al } 3{,}06\%.$$

3° Esercizio. – **Un amplificatore a resistenza e capacità, impiegante un pentodo** ($r_a = 1 M\Omega$)**, è accoppiato ad un altro pentodo mediante** C_a **ed** $R_g = 1 M\Omega$**. La resistenza di carico** $R_c = 0{,}15\, M\Omega$**. Se si desidera che la frequenza limite inferiore sia di** $20\, Hz$ **e, sapendo che le capacità parassite sono complessivamente** $30 pF$**, determinare:**

a) **il valore della capacità di accoppiamento;**
b) **il valore della frequenza limite superiore e la banda passante.**

Nella fig. 98*a*) è rappresentato lo schema elettrico dell'amplificatore, mentre in fig. 98*b*) si può osservare il suo circuito equivalente differenziale, limitatamente alle frequenze basse della gamma.

a) Capacità di accoppiamento C_a.

Il valore di C_a si ricava dall'espressione della frequenza limite inferiore.

$$f_{inf} = \frac{1}{2\pi\, C_a\,(R' + R_g)} \quad ; \quad C_a = \frac{1}{2\pi f_i\,(R' + R_g)}$$

dove R' vale:

$$R' = \frac{r_a \cdot R_c}{r_a + R_c} = \frac{10^6 \cdot 0{,}15 \cdot 10^6}{1{,}15 \cdot 10^6} \cong 0{,}13 \cdot 10^6\ \Omega$$

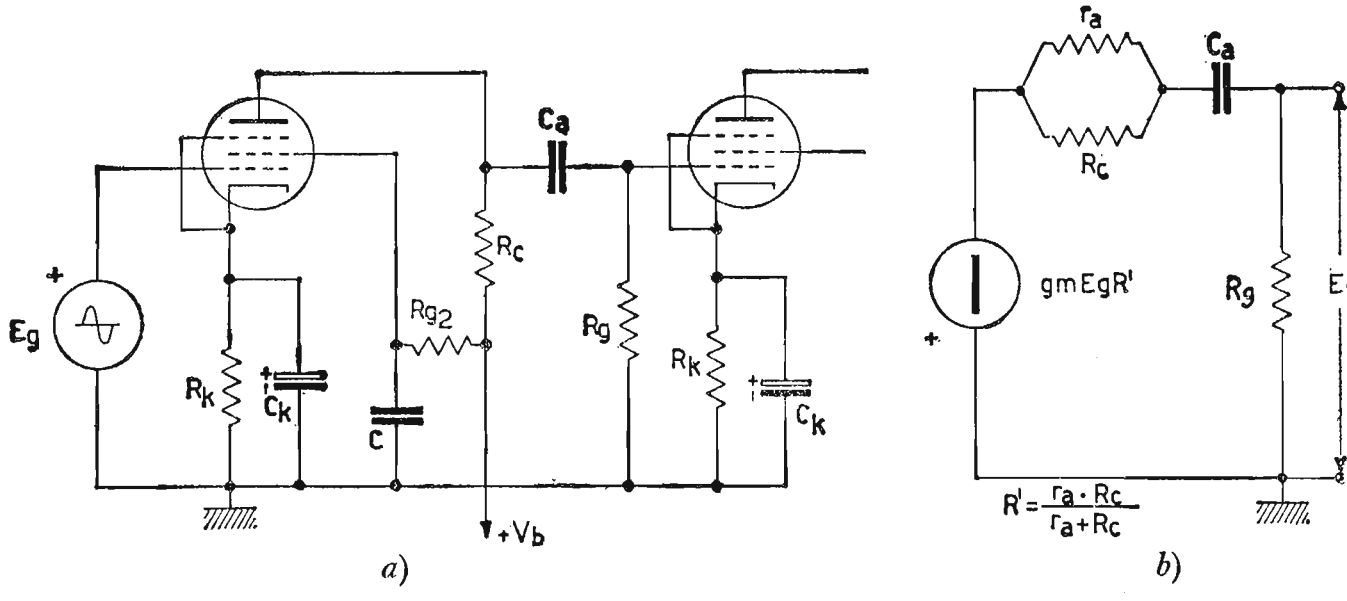


Fig. 98. – *a*) Amplificatore a RC impiegante pentodi; *b*) circuito equivalente alle sole componenti alternative di bassa frequenza.

per cui, sostituendo, si ha:

$$C_a = \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot (1 + 0{,}13) \cdot 10^6} = \frac{10^{-6}}{14{,}192} = 70{,}4 \cdot 10^{-9}\ F = 70{,}4\ nF$$

b) Valore della frequenza limite superiore e banda passante:

$$f_{sup} = \frac{1}{2\pi\, C_p\, R} \quad \text{con} \quad R = \frac{R' \cdot R_g}{R' + R_g} = \frac{0{,}13 \cdot 10^6 \cdot 10^6}{1{,}13 \cdot 10^6} = 0{,}115 \cdot 10^6\ \Omega$$

$$f_{sup} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}115 \cdot 10^6} = 46.168\ Hz$$

$$B = f_{sup} - f_{inf} = 46.168 - 20 = 46.148\ Hz$$

alle volte per banda passante si intende la frequenza limite superiore, essendo f_{inf} trascurabile nei suoi confronti.

4° Esercizio. - **Il triodo** $\frac{1}{2}$ 12 $AT7$ ($r_a = 11\ K\Omega$, $\mu = 60$) **lavora in classe** A **ed ha il carico anodico costituito da una resistenza** $R_c = 30\ K\Omega$ **e da una bobina, la cui reattanza** $X_L = 20\ K\Omega$, **posta in serie. Si chiede:**

a) **l'amplificazione dello stadio;**

b) **la tensione d'uscita e la corrente** J_a, **per segnale d'ingresso** $E_g = 4$ volt$_{eff.}$;

c) **la potenza utile sul carico.**

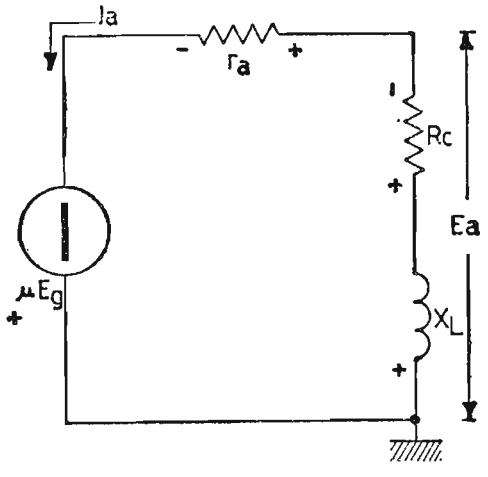


Fig. 99. - Circuito equivalente alle sole componenti alternative dell'amplificatore con carico anodico $R_C\ X_L$

Il circuito equivalente dell'amplificatore è rappresentato in fig. 99.

a) Amplificazione dello stadio:

$$\bar{A} = \mu \frac{\bar{Z}}{r_a + \bar{Z}}$$

$$|A| = \mu \frac{\sqrt{(R_c)^2 + (X_L)^2}}{\sqrt{(r_a + R_c)^2 + (X_L)^2}} = 60 \frac{\sqrt{(30)^2 \cdot 10^6 + (20)^2 \cdot 10^6}}{\sqrt{(30 + 11)^2 \cdot 10^6 + (20)^2 \cdot 10^6}} =$$

$$= 60 \frac{\sqrt{1300}}{\sqrt{2081}} = 60 \frac{36}{45{,}6} = 47{,}36$$

b) Tensione di uscita E_a e corrente alternativa J_a:

$$\bar{E}_a = \bar{A}\,\bar{E}_g = 47{,}36 \cdot 4 = 189{,}44 \text{ volt eff.}$$

$$J_a = \frac{\mu\, E_g}{\sqrt{(r_a + R_c)^2 + (X_L)^2}} = \frac{60 \cdot 4}{\sqrt{2081 \cdot 10^6}} =$$

$$= \frac{240}{45{,}6} \cdot 10^{-3} \cong 5{,}26 \cdot 10^{-3}\ A_{eff} = 5{,}26\ mA\ eff$$

c) Potenza utile sul carico:

$$P_u = R_c J_a{}^2{}_{eff} = 30 \cdot 10^3 \cdot (5{,}26)^2 \cdot 10^{-6} = 30 \cdot 27{,}66 \cdot 10^{-3} \cong 0{,}83 \text{ watt.}$$

32. **Amplificatori con accoppiamento a resistenza e capacità compensati per larga banda.** (Amplificatori per video frequenze).

Gli amplificatori a *RC* permettono di amplificare, in modo soddisfacente, una vasta gamma di frequenze. Però, se si desidera amplificare le video frequenze (comprendenti cioè i segnali immagine dei sistemi televisivi), dove occorre una banda di amplificazione da qualche *Hz* fino a 5*MHz*, i semplici amplificatori a *RC* non sono più adatti, se non opportunamente compensati.

Il bisogno di estendere la gamma di frequenze amplificate, nasce anche per gli amplificatori dell'oscilloscopio o di altri apparati radioelettronici, eccitati in generale da degli impulsi rettangolari. Questi amplificatori compensati vengono denominati « *amplificatori a larga banda* » o « *amplificatori per video frequenze* ». I tubi, che si impiegano di regola, sono i pentodi, i quali hanno un grande coefficiente di amplificazione e basse capacità interelettrodiche. Il carico anodico R_c viene scelto di basso valore, in quanto, se si desidera un'ampia gamma di risposta si deve rinunciare ad una parte di amplificazione. D'altronde per un amplificatore a *RC* si indica come sua caratteristica di bontà, il prodotto dell'amplificazione alle medie frequenze per l'ampiezza della banda passante. L'amplificazione alle medie frequenze vale $A_o = g_m R$, mentre l'ampiezza della banda passante, che si confonde senza grandi errori, con la f_{sup}, vale:

$$f_{sup} = \frac{1}{2\pi C_p R}$$

per cui il loro prodotto, vale:

$$\text{(Amplificazione massima)} \cdot \text{(Larghezza di banda)} = \frac{g_m}{2\pi C_p}$$

indicando con C_p, come al solito, l'insieme delle capacità parassite: di entrata, di uscita e dei componenti verso massa. Di conseguenza, avendo fissato R a priori (in funzione della larghezza della banda), il guadagno dell'amplificatore può essere aumentato, impiegando tubi ad elevata g_m e possibilmente a basse capacità interelettrodiche. La compensazione del carico anodico viene effettuata, sia alle basse che alle alte frequenze della gamma con una serie di accorgimenti che andiamo a presentare.

a) Compensazione alle basse frequenze. – Il circuito di fig. 100 mostra un amplificatore *RC* compensato alle *BF*. Come si può notare, in serie al carico anodico R_c è disposta una resistenza R_1, chiamata « *resistenza zavorra* », capace di intervenire alle bassissime frequenze della gamma. L'elemento, che determina la diminuzione di amplificazione alle *BF* è il condensatore di accoppiamento C_a. Questo, aumentando la sua reattanza al diminuire della frequenza, causa una caduta di segnale utile ai suoi capi sempre più

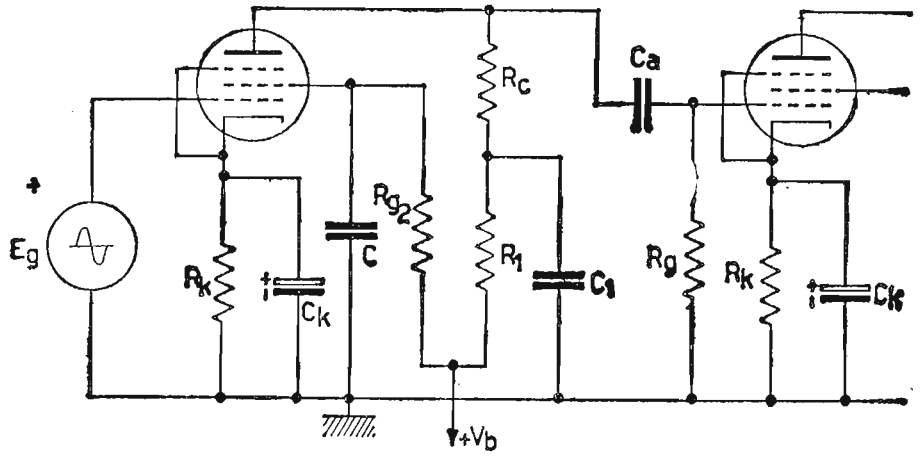


Fig. 100. – Amplificatore a RC compensato alle basse frequenze della gamma.

grande. Di conseguenza la tensione amplificata disponibile ai capi di R_g al diminuire della frequenza diventa sempre più piccola, assieme naturalmente all'amplificazione dello stadio. Per ottenere un'amplificazione maggiore verso le *BF*, si dispone in serie al carico anodico la resistenza R_1 shuntata dal condensatore C_1. Per frequenze molto basse, la grande reattanza di C_1 fa si che il carico anodico sia $R_c + R_1$, per cui l'amplificazione risulta (a parità di C_a) aumentata. Poi, all'aumentare della frequenza, mentre il condensatore C_a diminuisce di reattanza (e quindi diminuisce la caduta di tensione utile ai suoi capi), la capacità C_1, da reattanza quasi infinita scende a valori via via più bassi shuntando gradualmente la resistenza R_1, in modo da escluderla poi completamente, quando la reattanza di C_a è praticamente nulla. Agendo in questo modo, si riesce ad ottenere una migliore risposta alle basse frequenze della gamma, senza alterare in modo determinante il valore dell'amplificazione imposta dalla R_c.

La scelta dei valori di R_1 e C_1 viene fatta con il seguente criterio:

$$R_c \cdot C_1 = R_g \cdot C_a$$

Questa prima uguaglianza fornisce C_1; per quanto riguarda R_1 invece, mentre il suo valore teoricamente vorrebbe infinito, pratica-

mente è sufficiente fissare $R_1 \cong 10 \cdot \left(\frac{1}{\omega C_1}\right)$ intendendo con ω la più bassa pulsazione che si desidera amplificare e ponendo $R_g \gg R_c$.

b) Compensazione alle alte frequenze. – Per aumentare la gamma di amplificazione alle alte frequenze, occorre introdurre nel circuito anodico un elemento reattivo capace di aumentare la sua reattanza all'aumentare della frequenza. Infatti, contemporaneamente la resistenza di carico, a queste frequenze, viene gradualmente shuntata dalle capacità parassite. L'elemento reattivo adatto a mantenere il carico anodico costante è una induttanza. La correzione del carico anodico può essere fatta in due modi: semplice e composto. Il metodo di correzione semplice, a sua volta, può essere fatto: in parallelo o in serie.

I) *Correzione in parallelo.* Il circuito per la correzione in parallelo è quello di fig. 101. In serie al carico anodico è disposta l'induttanza L_p la cui reattanza è di valore tale d'avere un effetto trascurabile alle medie frequenze mentre essa aumenta la sua reattanza all'aumentare della frequenza, permettendo di mantenere per un certo intervallo di alte frequenze il carico anodico (e quindi l'amplificazione) costante. Nel circuito in esame sono in evidenza i componenti R_1 C_1 per la correzione alle *BF*.

Questi elementi R_1 C_1 annullano il loro effetto alle *AF*. Oltre una certa frequenza, l'induttanza L_p assieme alle capacità parassite causano un fenomeno di risonanza, capace di aumentare il guadagno. Si fa in modo che la sovratensione di risonanza sia contenuta entro valori tali da evitare picchi nella curva di risposta e conseguenti variazioni di amplificazione. Si fissa per tale ragione:

$$Q = \frac{\omega L_p}{R_c} \quad \text{da} \quad 0{,}4 \text{ a } 0{,}5$$

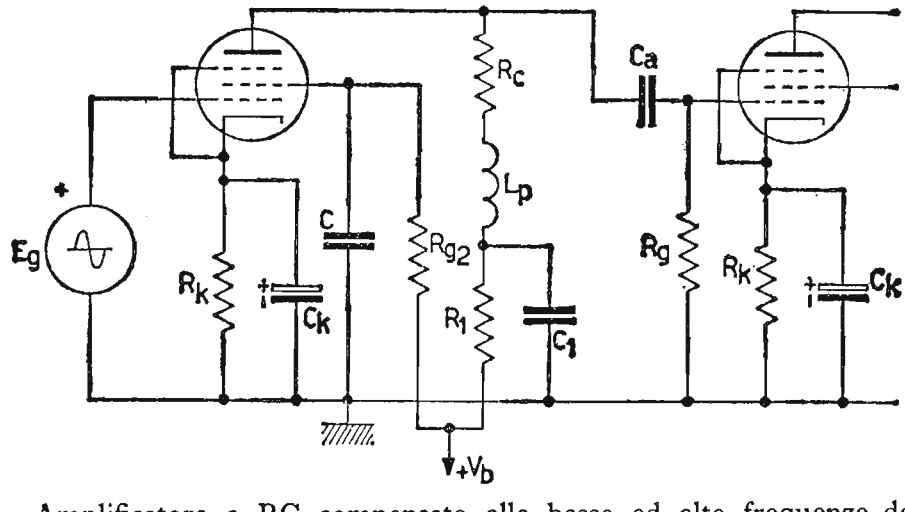


Fig. 101. – Amplificatore a RC compensato alle basse ed alte frequenze della gamma.

ricavabile dalla posizione:

$$R_c = \frac{1}{2\pi f_{sup} \cdot C_p} \quad , \quad L_p = 0{,}5\, R^2{}_c\, C_p$$

II) *Correzione in serie.* Il circuito per la correzione in serie è quello di fig. 79. In serie al condensatore di accoppiamento C_a è disposta l'induttanza L_s.

Questa correzione, rispetto quella in parallelo, presenta il vantaggio

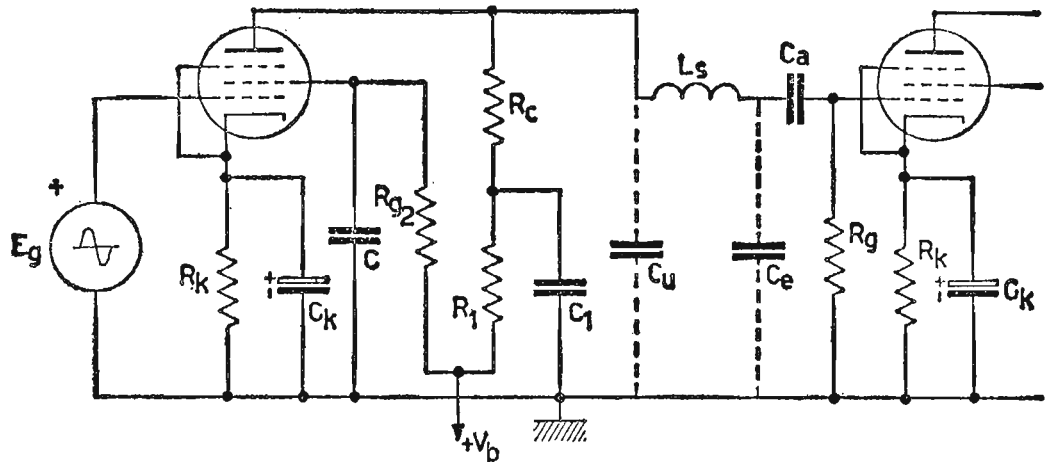


Fig. 102. – Amplificatore a RC compensato alle basse frequenze, mediante R_1C_1 ed alle alte frequenze con induttanza L_s disposta in serie al condensatore C_a.

di separare le capacità di entrata da quelle di uscita. Per una buona compensazione occorre fissare $C_e = 2C_u$. Osservando il circuito di fig. 102, si può pensare in un primo tempo che l'induttanza L_s, in serie alla capacità C_a abbia ad aumentare l'attenuazione del segnale che giunge sulla R_g alle *AF*. In effetti questo non accade. Infatti, per un certo campo di *AF* l'induttanza L_s entra in risonanza con le capacità in parallelo, in modo d'aumentare il carico anodico, complessivo e, quindi, anche l'amplificazione. Inoltre, le capacità parassite alternativamente in serie, anziché in parallelo fra di loro, causano una diminuzione della reale capacità in parallelo al carico e di conseguenza un avanzamento della f_{sup}. Il valore di L_s viene scelto, secondo l'espressione:

$$L_s = 0{,}67 \cdot R^2{}_c \cdot (C_e + C_u) = 0{,}67 \cdot R^2{}_c \cdot C_p \qquad \text{e} \qquad R_c = 1{,}5\, \frac{1}{\omega_{sup}\, C_p}$$

avendo indicato, come al solito, con C_p le capacità parassite totali e f_{sup} la frequenza limite superiore che si desidera raggiungere. Siccome per la

compensazione serie la resistenza di carico R_c viene scelta il 50% più grande di quella con compensazione parallelo, per la correzione serie il guadagno dell'amplificatore risulta maggiore del 50% in tutta la gamma passante. Di seguito si vedrà una curva di risposta universale dell'amplificatore compensato nei vari modi alle alte frequenze.

III) *Correzione mista.* Alle volte risulta comodo ricorrere alla compensazione mista, per quanto riguarda le *AF*. Il circuito di fig. 80 rappresenta questo particolare caso. Sono presenti contemporaneamente L_p ed L_s.

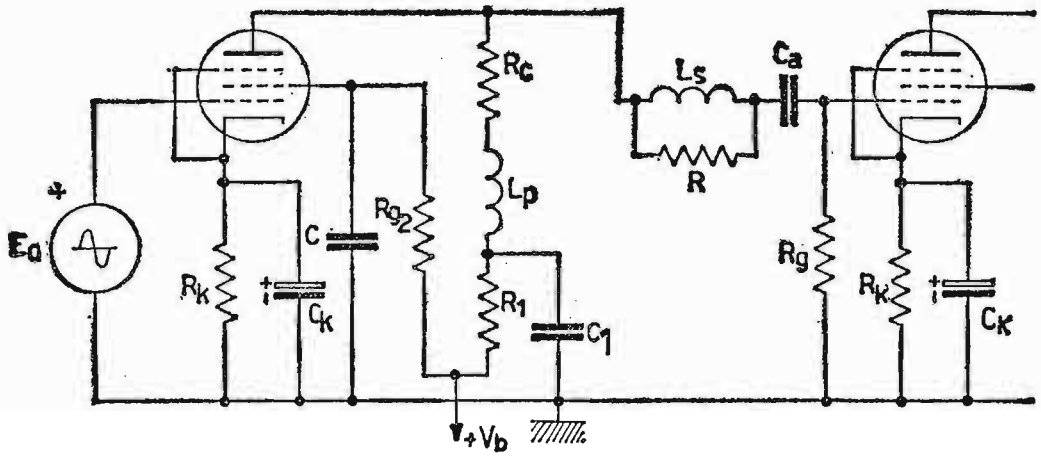


Fig. 103. – Amplificatore a *RC* con compensazione alle basse frequenze, mediante R_1C_1 e mista con L_p ed L_s alle alte frequenze della gamma.

La loro presenza permette di aumentare il valore di R_c e di conseguenza l'amplificazione dello stadio. Il rapporto fra le capacità parassite $\frac{C_e}{C_u}$ deve mantenersi uguale a 2. Il valore di massima dei componenti il circuito si ricava nel seguente modo:

$$R_c = 1{,}8 \cdot \frac{1}{2\pi f_{sup} \cdot C_p}; \qquad L_p = 0{,}12\, R^2_c\, C_p; \qquad L_s = 0{,}52\, R^2_c\, C_p.$$

Se, mediante gli elementi di compensazione, vi fosse un'inesatta ripartizione delle capacità C_e e C_u, ossia disuniformità della curva di risposta alle *AF*, ciò si ovvierebbe disponendo una resistenza smorzatrice R, da collegarsi ai morsetti di L_s, con lo scopo di attenuare il fattore di merito Q_s. Il valore di R smorzatrice viene scelto da $2 \div 5$ volte la resistenza di carico R_c, che, a sua volta, agisce come smorzatrice per L_p.

TABELLA N. 4. – *Riepilogo dei vari metodi di compensazione in AF.*

Metodo di compensazione	R_c	L_s	L_p	Amplificaz. alla f_{sup}
Amplificatore non compensato	$\frac{1}{2\pi f_{sup} \cdot C_p}$			$0{,}707 \cdot A_0$
Amplif. compensato in parallelo	$\frac{1}{2\pi f_{sup} \cdot C_p}$		$0{,}5 \; R^2_c C_p$	$1{,}0 \cdot A_0$
Amplif. compensato in serie $\frac{C_e}{C_u} = 2$	$\frac{1{,}5}{2\pi f_{sup} \cdot C_p}$	$0{,}67 \; R^2_c C_p$		$1{,}5 \cdot A_0$
Amplif. compensaz. mista $\frac{C_e}{C_u} = 2$	$\frac{1{,}8}{2\pi f_{sup} \cdot C_p}$	$0{,}52 \; R^2_c C_p$	$0{,}12 \; R^2_c C_p$	$1{,}8 \cdot A_0$

In fig. 104 è rappresentata la curva universale di risposta dell'amplificatore a larga banda, ottenuta con i vari tipi di compensazione, riuniti nella tabella n. 4.

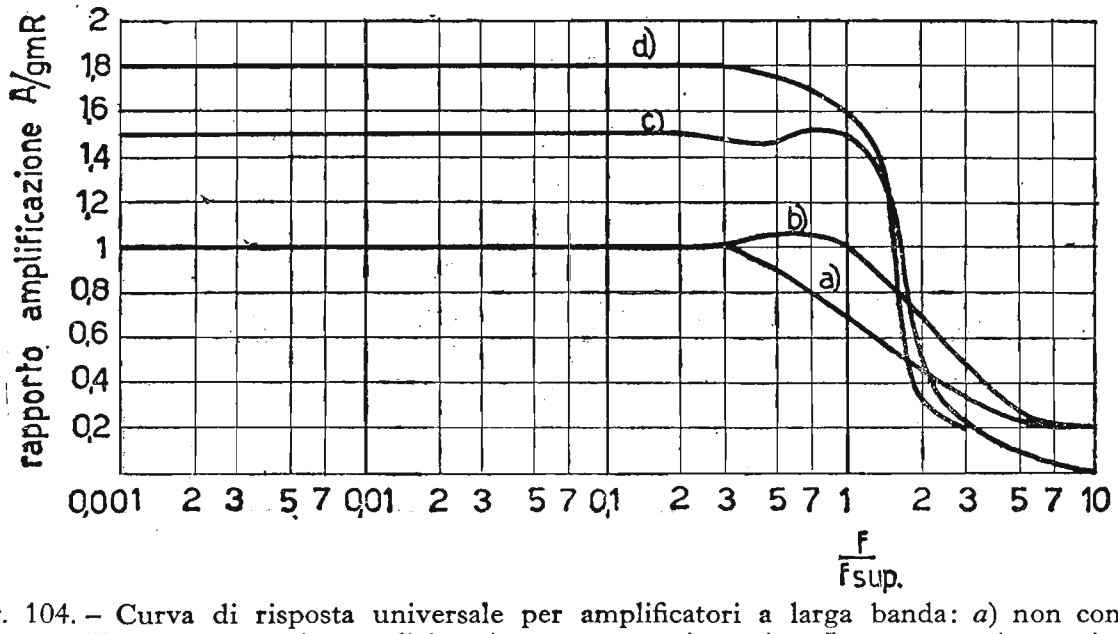


Fig. 104. – Curva di risposta universale per amplificatori a larga banda: *a*) non compensato; *b*) compensato in parallelo; *c*) compensato in serie; *d*) compensazione mista.

33. Amplificatori di tensione con accoppiamento a trasformatore.

Gli amplificatori, che esamineremo in questo paragrafo, hanno come carico anodico un *trasformatore di BF intervalvolare.* Il primario è collegato alla placca ed è percorso, oltre che dalla corrente alternativa, anche

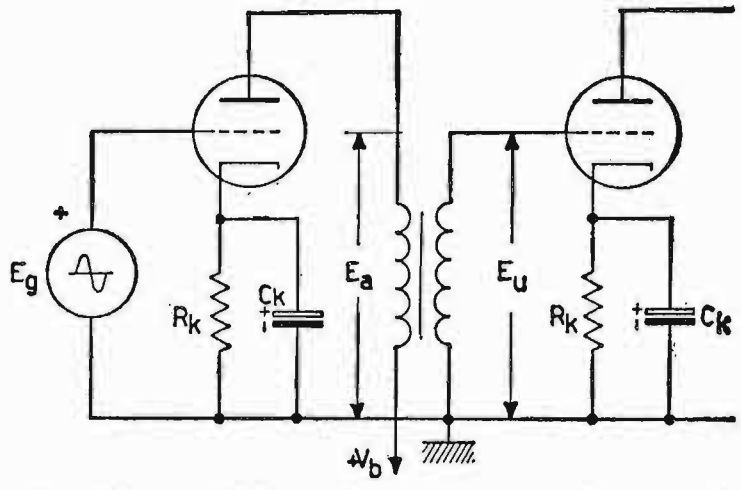


Fig. 105. – Amplificatore di bassa frequenza con trasformatore intervalvolare.

dalla corrente continua di riposo del tubo. Il secondario è collegato fra griglia e massa del tubo seguente e, data la particolarità del trasformatore, manca la capacità di accoppiamento C_a. Il trasformatore impiegato è del tipo intervalvolare in salita. In fig. 105 è rappresentato l'amplificatore in discorso. I tubi solitamente impiegati sono triodi in quanto debbono avere una bassa resistenza anodica, per poter sfruttare gran parte del segnale amplificato anche alle bassissime frequenze. Infatti, a tali frequenze la reattanza induttiva del primario è piuttosto bassa. Il circuito equivalente

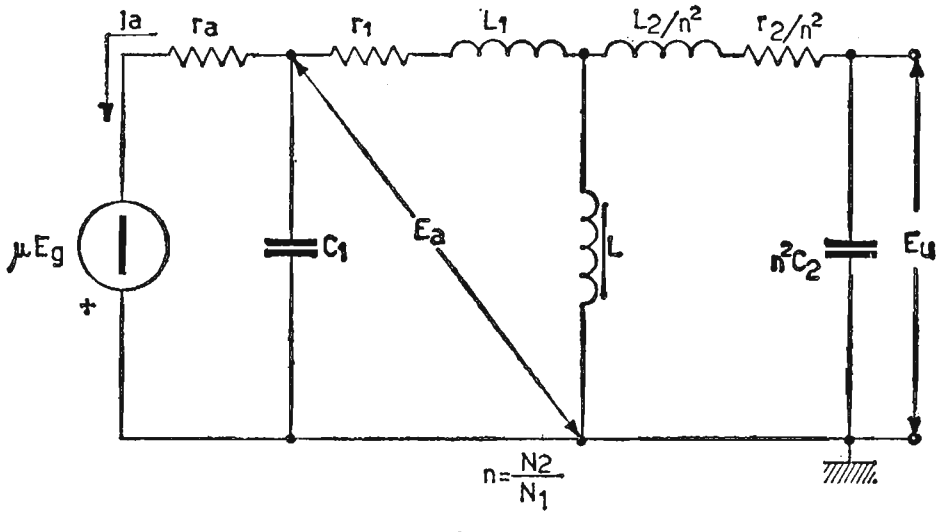


Fig. 106. – Circuito equivalente dell'amplificatore con trasformatore di BF ridotto a rapporto unitario.

per le componenti alternative, è quello di fig. 107, dove il trasformatore, per comodità, è stato ridotto a rapporto di trasformazione unitario. Non figura la resistenza di carico sul secondario, in quanto, essendo la griglia del secondo tubo polarizzata negativamente e lavorando l'amplificatore in classe A, nel secondario non circola corrente per cui si può considerare il trasformatore lavorante a vuoto. I condensatori C_1 e $n^2 C_2$ rappresentano le capacità parassite relative rispettivamente agli avvolgimenti: primario e

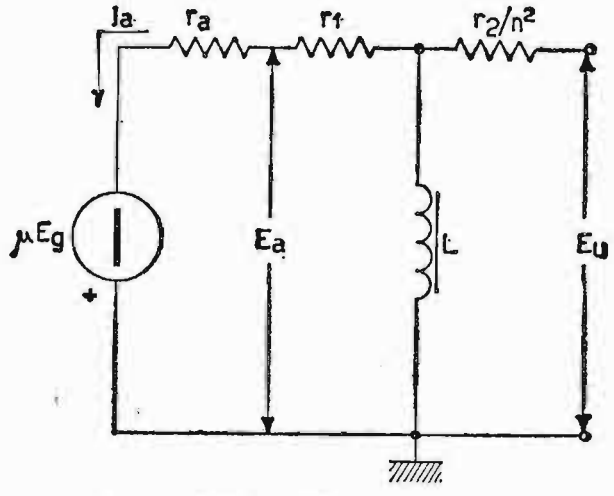


Fig. 107. – Circuito equivalente dell'amplificatore con trasformatore di BF alle bassissime frequenze della gamma.

secondario, ivi comprese anche quelle parassite dei tubi. Le induttanze L_1 ed L_2/n^2 rappresentano i flussi dispersi del trasformatore, relativamente all'avvolgimento primario e secondario.

Naturalmente questi flussi sono di lieve entità, rappresentando mediamente $\frac{1}{100}$ dell'intero valore del flusso totale, dovuto ad L che rappresenta il vero carico anodico. Le resistenze r_1 e r_2/n^2 rappresentano le perdite ohmiche dei due avvolgimenti. Analizziamo il comportamento di tale amplificatore al variare della frequenza.

a) Frequenze bassissime della gamma. – Per tali frequenze, non intervenendo le capacità parassite e i flussi dispersi, il circuito equivalente si riduce a quello di fig. 84; la tensione d'uscita E_u vale:

$$|E_u| = \mu\, E_g \frac{\omega L}{\sqrt{(r_a + r_1)^2 + (\omega L)^2}}$$

Se il trasformatore è, come al solito, in salita ed n è il rapporto di tra-

sformazione, possiamo scrivere $E_u = nE_a$, quindi, l'amplificazione diventa:

$$|A_b| = \frac{E_u}{E_g} = n\frac{E_a}{E_g} = n\,\mu\,\frac{\omega L}{\sqrt{(r_a + r_1)^2 + (\omega L)^2}}$$

avendo indicato con A_b l'amplificazione alle basse frequenze della gamma. Dividendo numeratore e denominatore per ωL si ottiene:

$$|A_b| = n\,\frac{\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{r_a + r_1}{\omega L}\right)^2}} = n\,\frac{\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{inf}}{f}\right)^2}}.$$

È molto conveniente scegliere triodi a bassa r_a e trasformatori con induttanza primaria di grande valore in quanto, così agendo, per questo campo di frequenze, l'amplificazione si rende indipendente dalla frequenza e vale $A_o \cong n\,\mu$.

Il valore di A scende a $n\,\mu/\sqrt{2}$ per la frequenza in cui è $\omega L_1 = r_1 + r_a$.

Valori abituali dei parametri dei triodi impiegati sono: $r_a = 7000 \div 15000\Omega$, $\mu = 8 \div 20$ e per l'induttanza L sono frequenti i valori da $30 \div 50$ henry.

b) Frequenze medie della gamma. – Aumentando la frequenza, le capacità parassite diminuiscono di reattanza, mentre L assume un valore di reattanza successivamente crescente. Allorché si origina la condizione $X_L = X_{Cp}$, ha luogo una risonanza parallelo. Ma il circuito risonante improvvisato ha in parallelo le resistenze $(r_1 + r_a)$, per cui, se il tubo impiegato è, come di regola, un triodo, il picco di sovratensione non viene avvertito in quanto, la bassa r_a, carica enormemente il circuito risonante.

c) Frequenze alte della gamma. – Verso le alte frequenze della gamma, mentre la reattanza di L diventa praticamente infinita, le capacità parassite totali C_p causano, assieme ai flussi dispersi L_1 e L_2/n^2 che chiamiamo complessivamente L_d (induttanza dispersa), un circuito risonante serie, come dallo schema di fig. 108.

Essendo la tensione E_u, prelevata ai capi dell'elemento reattivo C_p, per $f = f_0$, essa vale Q volte la tensione agente in serie $\mu\,E_g$, ossia:

$$E_u = Q \cdot \mu E_g$$

L'amplificazione vale, indicandola con A_a (amplificazione alle alte frequenze della gamma):

$$\bar{A}_a = \frac{\bar{E}_u}{\bar{E}_g} = \frac{n\,\bar{E}_a}{\bar{E}_g} = n\,\mu\,Q = n\,\mu \cdot \frac{\omega\,L_d}{r_a + r_1 + r_2/n^2}$$

in quanto:

$$Q = \frac{\omega L_d}{r_a + r_1 + r_2/n^2}$$

Il modulo dell'amplificazione, opportunamente elaborata, vale:

$$|A_a| = n\mu \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q^2}\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + \left[\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - 1\right]^2}}$$

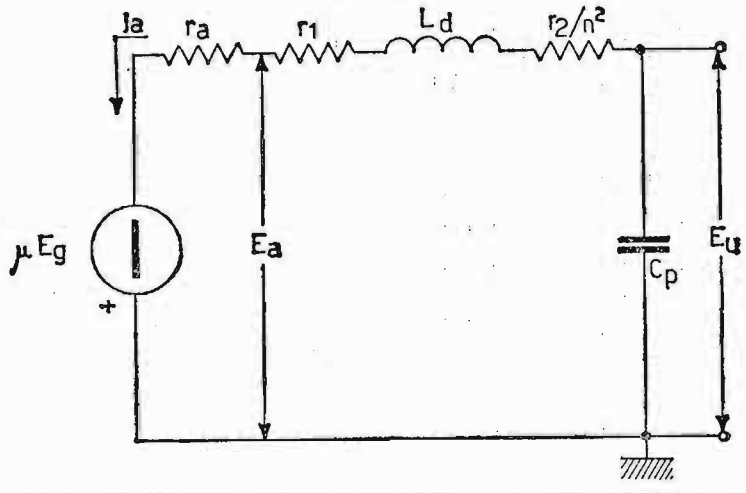


Fig. 108. – Circuito equivalente dell'amplificatore con trasformatore di BF alle alte frequenze della gamma.

Per mantenere l'amplificazione il più possibile uguale ad $n\mu$ bisogna stabilire $Q = 1$. Concludendo i trasformatori intervalvolari devono possedere un'alta induttanza del primario, un valore elevato della frequenza di risonanza serie f_0 ed infine un elevato rapporto di trasformazione: N_2/N_1 inoltre, i tubi debbono possedere una bassa resistenza anodica ed un discreto coefficiente di amplificazione. Naturalmente, molti requisiti sono in contrasto fra di loro, per cui ci si accontenterà spesso di un compromesso. Infatti, ad esempio, rapporti di trasformazione abituali oscillano da $2 \div 4$. Per rendere poi minimi i flussi dispersi e, quindi, elevata la frequenza di risonanza serie f_0, oltre che ottenere elevata l'induttanza primaria, si impiegano nuclei ad elevata permeabilità come, ad esempio, il Permalloy. Di seguito le curve di risposta universali di amplificatori con accoppiamento a trasformatore, relativamente all'amplificazione, all'attenuazione ed alla fase in funzione dei rapporti $\frac{f}{f_{inf}}$ ed $\frac{f}{f_0}$ (fig. 109).

Esercizio. – **Un amplificatore di tensione in classe** A **impiega il triodo** 1/2 $6BX7$ ($\mu = 10$, $r_a = 1300\,\Omega$), **mediante accoppiamento con**

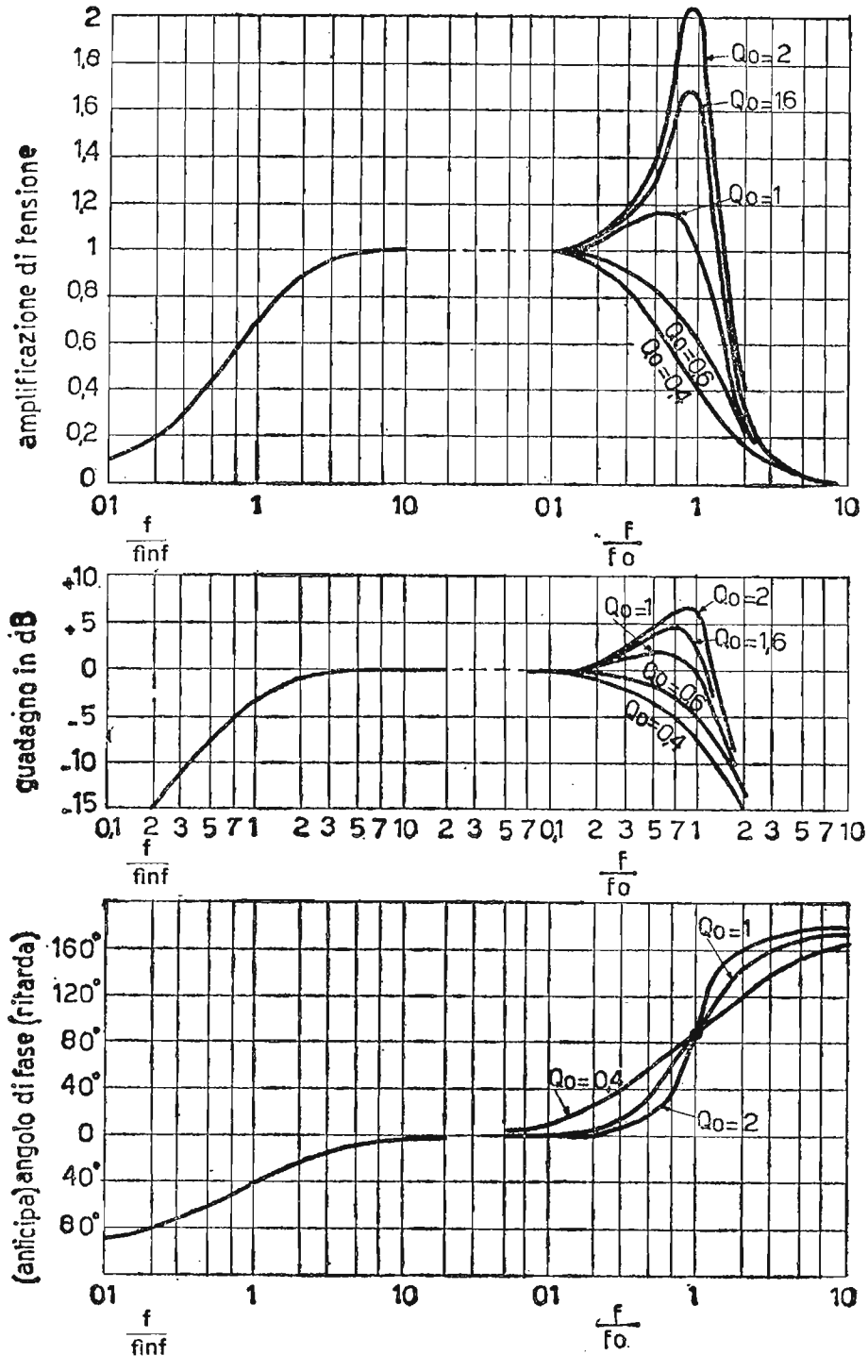


Fig. 109. – Curve universali di un amplificatore con accoppiamento a trasformatore di BF, relative all'amplificazione, all'attenuazione ed alla fase in funzione del rapporto frequenze.

trasformatore intervalvolare, le cui caratteristiche sono: rapporto di trasformazione $n = \dfrac{N_2}{N_1} = 4$, **induttanza primaria** $L = 10\,H$ **resistenza dell'avvolgimento primario** $r_1 = 150\,\Omega$ **resistenza dell'avvolgimento secondario** $r_2 = 1500\,\Omega$ $C_1 = 50\,pF$, **induttanza comples-**

siva di dispersione, con L_2 riportata a primario: $L_d = 20\ mH$, capacità equivalente del secondario riportata a primario $n^2C_2 = 4000\ pF$, capacità d'ingresso dello stadio seguente $C_e = 70\ pF$.

Tenendo conto che il secondario non assorbe potenza, ricavare:

a) il valore dell'amplificazione massima al centrogamma;

b) la frequenza limite inferiore;

c) la frequenza di risonanza serie ed il relativo valore del coefficiente di risonanza Q, il valore dell'amplificazione e il corrispondente guadagno rispetto l'amplificazione di centro banda.

a) Amplificazione massima di centrogamma:

$$A_o = n\,\mu = 4 \cdot 10 = 40$$

b) Frequenza limite inferiore: alle basse frequenze abbiamo visto che il circuito equivalente si riduce a quello di fig. 110, dove l'espressione generale dell'amplificazione vale:

$$|A_b| = n \frac{\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{r_a + r_1}{\omega L}\right)^2}}$$

per $r_a + r_1 = \omega L$ l'amplificazione assume il valore:

$$A_1 = \frac{n\,\mu}{\sqrt{2}}.$$

A questa condizione corrisponde la frequenza limite inferiore.

$$f_{inf} = \frac{r_a + r_1}{2\pi L} = \frac{1450}{62{,}8} \cong 23\ Hz \qquad \text{con} \qquad A_1 = \frac{40}{1{,}41} = 28{,}2$$

c) Frequenza di risonanza serie e Q relativo, amplificazione e guadagno.

Per le alte frequenze della gamma il circuito equivalente è quello di fig. 111, dove sono:

$$R = 1300 + 150 + \frac{1500}{16} = 1544\ \Omega$$

$$C = (50 + 4000 + 1120) \cdot 10^{-12} = 5170\ pF$$

$$L_d = 20\ mH$$

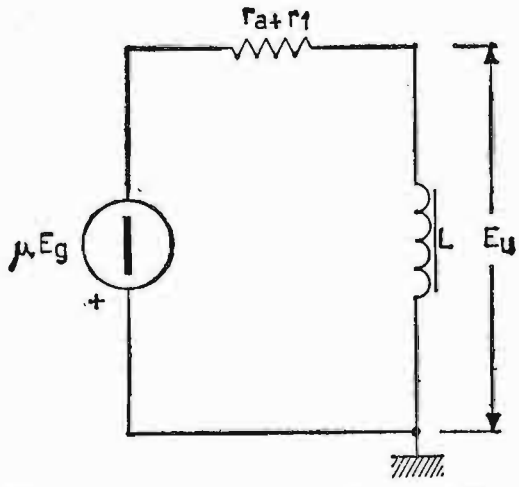


Fig. 110. - Circuito equivalente dell'amplificatore con trasformatore di BF alle basse frequenze della gamma.

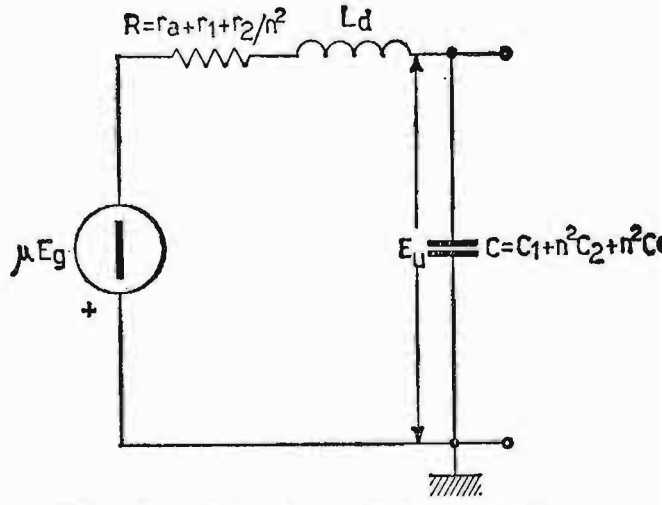


Fig. 111. - Circuito equivalente dell'amplificatore con trasformatore di BF alle alte frequenze della gamma.

La frequenza di risonanza f_0 ha luogo, quando $\omega^2_0 L_d C = 1$,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_d \cdot C}} = \frac{1}{6{,}28 \sqrt{20 \cdot 10^{-3} \cdot 5{,}17 \cdot 10^{-9}}} = \frac{10^6}{63{,}74} = 15.668\ Hz$$

Il fattore di merito Q alla f_0, vale:

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L_d}{r_a + r_1 + \dfrac{r_2}{n^2}} = \frac{6{,}28 \cdot 15{,}688 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{1544} = \frac{1970}{1544} \cong 1{,}27$$

Oltre la frequenza f_0 la curva di risposta scende rapidamente, per cui la frequenza f_0 ci indica, con discreta approssimazione, il valore della banda passante. A tale frequenza l'amplificazione, vale:

$$A = n\,\mu\,Q = 4 \cdot 10 \cdot 1{,}27 \cong 50{,}8$$

Il guadagno alla f_0 rispetto le frequenze per le quali $A_o = n\mu$, espresso in dB, vale:

$$20 \log \frac{50{,}8}{40} = 20 \log 1{,}27 = 20 \cdot 0{,}10380 = 2{,}076\ dB$$

34. Amplificatori di tensione con accoppiamento ad induttanza e capacità.

Questo tipo di accoppiamento è illustrato nella fig. 112. Esso viene rea-

lizzato mediante una bobina d'arresto per *audiofrequenze*, il cui valore varia mediamente da 20 a 100 henry. La capacità di accoppiamento viene scelta con lo stesso criterio seguito negli amplificatori *RC*. L'accoppiamento a induttanza e capacità ha il vantaggio su quello a *RC* di consentire un elevato guadagno dello stadio anche impiegando basse tensioni di alimentazione anodica. Infatti, il basso valore della resistenza ohmica della bobina dà luogo

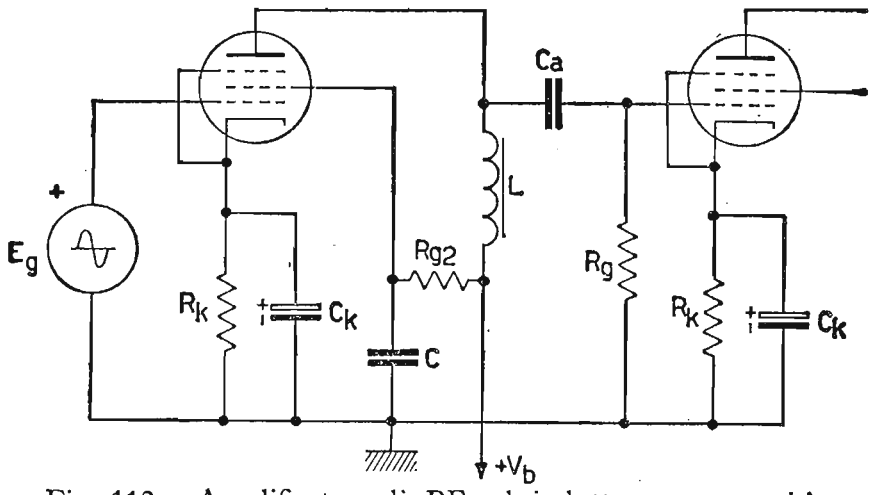


Fig. 112. - Amplificatore di BF ad induttanza e capacità.

ad una trascurabile caduta di potenziale continuo, mentre l'elevata reattanza della bobina stessa, costituisce un notevole carico anodico per il tubo impiegato, il quale, di regola, è un pentodo. Naturalmente, l'amplificazione diminuisce alle bassissime frequenze, in quanto la reattanza X_L del carico anodico tende a zero, e la reattanza X_C della capacità di accoppiamento tende ad infinito.

Alle alte frequenze l'amplificazione diminuisce ad opera delle inevitabili capacità parassite.

Nel caso dei triodi l'amplificazione tende al μ del tubo, mentre per pentodi, supponendo R_g ed $r_a \gg \omega L$ essa vale:

$$A \cong g_m \cdot \omega L$$

Gli amplificatori ad induttanza e capacità presentano, quindi, praticamente gli svantaggi degli amplificatori a trasformatore, senza però il vantaggio di un'elevazione della tensione amplificata dovuta alla caratteristica del trasformatore in salita. Per questa ragione sono poco impiegati.

35. **La reazione negli amplificatori.**

La reazione è un'operazione che consiste nel riportare all'ingresso di un amplificatore una parte della sua tensione d'uscita. In seguito alla

reazione si modificano le condizioni di funzionamento dell'amplificatore. Cerchiamo di spiegarci come avviene questo fenomeno. Sia dato l'amplificatore senza reazione di fig. 113*a*), il quale ha un guadagno complessivo

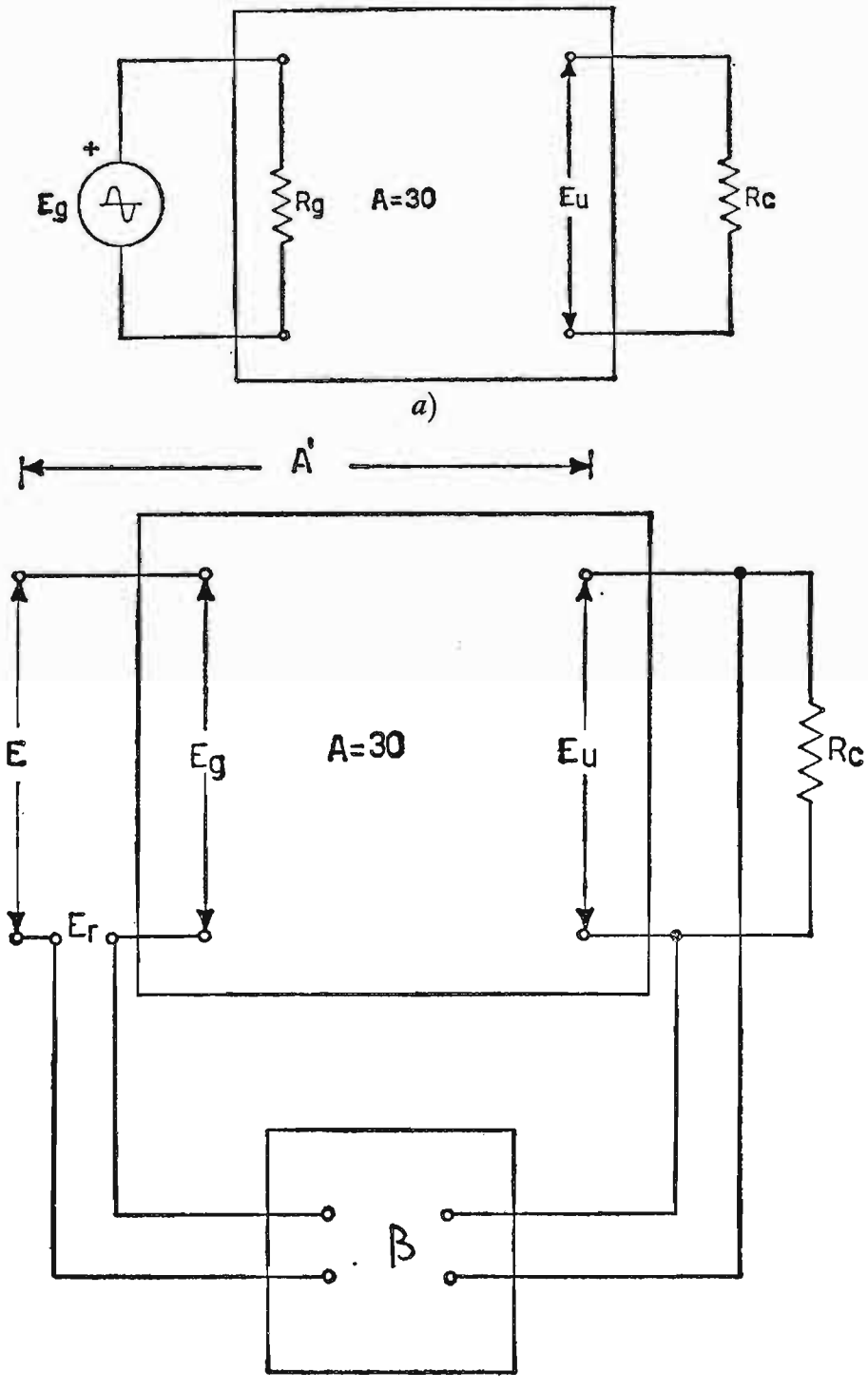


Fig. 113. -*a*) Circuito a blocchi di un amplificatore; *b*) metodo per prelevare una porzione β di segnale d'uscita ed inviarlo all'ingresso dell'amplificatore modificando il valore dell'amplificazione. Se la tensione inviata all'ingresso E_r è in fase con E, l'amplificazione aumenta, essa invece, diminuisce se E_r è sfasata di 180° rispetto E. Si avrà, allora, rispettivamente reazione positiva (o rigenerazione) oppure reazione negativa (o controreazione).

$A = 30$, per cui, introducendo un segnale $E_g = 3$ volt, all'uscita si ha una tensione:

$$E_u = A \cdot E_g = 30 \cdot 3 = 90 \text{ volt.}$$

Preleviamo una porzione β di segnale d'uscita e lo inviamo all'ingresso, secondo lo schema di fig. 90*b*).

Se, ad esempio

$$\beta = \frac{1}{50}$$

della tensione E_u, la tensione di reazione che si invia all'ingresso vale

$$E_r = \beta\, E_u = \frac{1}{50} \cdot 90 = 1{,}8 \text{ volt.}$$

Se la tensione E_r è in fase con la tensione E d'ingresso, le due tensioni si sommano. Per mantenere costante $E_u = 90$ volt ossia, $E_g = 3$ volt, la tensione d'ingresso E deve valere $E = E_g - \beta\, E_u = 3 - 1{,}8 = 1{,}2$ volt, per cui il guadagno dell'amplificatore vale:

$$A = \frac{E_u}{E} = \frac{90}{1{,}2} = 75.$$

Ora, se invertiamo i morsetti di collegamento del dispositivo β la tensione E_r è in opposizione con quella E, per cui per mantenere $E_g = 3$ volt, la tensione E vuole aumentata di E_r volt, ossia: $E = 4{,}8$ volt. Il guadagno dell'amplificatore in questo secondo caso, vale:

$$A = \frac{E_u}{E} = \frac{90}{4{,}8} \cong 18{,}8$$

Possiamo notare che le caratteristiche dell'amplificatore variano in presenza di reazione, e precisamente: se la tensione E_r è in fase con quella d'ingresso E, l'amplificazione aumenta ed il particolare sistema viene denominato reazione positiva o rigenerazione. Qualora, invece, la tensione E_r, è in opposizione di fase con la tensione E, l'amplificazione diminuisce ed il sistema viene denominato reazione negativa o controreazione o degenerazione. Quindi, in generale, si definisce *reazione*, quando l'amplificazione aumenta, *controreazione* quando l'amplificazione diminuisce.

a) Espressione del guadagno in presenza di reazione. – Ricaviamo,

ora, l'espressione, che ci permette di determinare il guadagno dell'amplificatore in presenza di reazione positiva o negativa, ossia tenendo conto di uno sfasamento complessivo, rispettivamente di 0^0 o 180^0 fra le tensioni E ed E_r, in quanto E_r è prelevata ai capi di un carico ohmico puro. I casi di sfasamenti intermedi sono riconducibili alle espressioni, che ricaveremo. Sia E il segnale della sorgente di ingresso dell'amplificatore. La tensione E_g, che agisce tra griglia e catodo dell'amplificatore, come abbiamo visto, vale:

$$E_g = E \mp \beta E_u = E \mp \beta A E = E(1 \mp \beta A)$$

D'altronde nell'amplificatore la tensione d'uscita è data dalla relazione $E_u = A E_g$, ossia

$$E_u = A E_g = A(E \mp \beta E_u)$$

raccogliendo il termine E_u a primo membro, si ha:

$$E_u (1 \pm \beta A) = A E,$$

dalla quale si può ricavare l'espressione generale dell'amplificazione, in presenza di reazione, ossia:

$$A' = \frac{E_u}{E} = \frac{A E}{E(1 \pm \beta A)} = \frac{A}{1 \pm \beta A}$$

e precisamente:

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A} \text{ (reazione positiva)}$$

$$A' = \frac{A}{1 + \beta A} \text{ (reazione negativa)}$$

Il fattore βA viene denominato «*grado di reazione*». Nel caso di reazione positiva, se $\beta A = 1$ l'amplificazione A' tende ad infinito, favorendo l'innesco di oscillazioni nell'amplificatore. Questo principio viene sfruttato negli oscillatori. Per la reazione negativa, quando βA è grande rispetto l'unità, l'amplificazione diventa:

$$A' \cong \frac{A}{\beta A} \cong \frac{1}{\beta}$$

ed è praticamente indipendente dalle caratteristiche dell'amplificatore.

Se β è poi ricavato tramite un circuito resistivo e nell'amplificatore non esistono sfasamenti nocivi, l'amplificazione A', entro certi limiti, è indipendente anche dalla frequenza.

Ricontrolliamo i valori di amplificazione dell'esempio di fig. 113.

$$\text{con } A = 30 \quad \text{e} \quad \beta = \frac{1}{50}$$

per reazione positiva:

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A} = \frac{30}{1 - \frac{30}{50}} = 75$$

per reazione negativa:

$$A' = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{30}{1 + \frac{30}{50}} \cong 18{,}8$$

b) Costanza di guadagno nella controreazione. – Fissati i concetti fondamentali della reazione positiva o negativa, indirizziamo il nostro studio sulla *controreazione*, di regola impiegata negli *amplificatori di bassa frequenza*. Negli amplificatori di *BF* il guadagno dipende da tanti fattori: valvole impiegate, tensioni di alimentazione, componenti circuitali, ecc.

Una variazione di questi elementi produce una variazione di guadagno più o meno sensibile. Solitamente a questi amplificatori si richiede un'elevata fedeltà, quindi, fra l'altro, il guadagno indipendente delle caratteristiche dell'amplificatore e dalle tensioni di alimentazione. Si può raggiungere, quasi, totalmente lo scopo, mediante l'impiego della *controreazione*, purché sia il prodotto $\beta A \gg 1$ infatti diventa:

$$A' \cong \frac{1}{\beta}$$

Ad esempio, un amplificatore ad *RC* guadagna complessivamente $A_0 = 1000$ e si impiega una controreazione con $\beta = 0{,}01$. Verifichiamo A' al variare di A.

per $A_0 = 1000$

$$A' = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1000}{1 + 10} = 99 \qquad \left(A' \cong \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0{,}01} = 100\right)$$

alle frequenze limiti della banda passante, ossia:

$$\text{per } A_1 = A_2 = 707$$

$$A'_1 = A'_2 = \frac{707}{1 + 0{,}01 \cdot 707} \cong 88$$

se A diminuisce del 50%, ossia:

$$\text{per } A = 500$$

$$A' = \frac{500}{1 + 0{,}01 \cdot 500} \cong 83{,}5$$

Alla luce di questi risultati, possiamo affermare che la controreazione, pur causando una sensibile diminuzione di amplificazione, *rende la curva di risposta di un amplificatore, lineare, aumentandone la banda passante.*

Infatti, a $-3dB$ di attenuazione della curva di $A_0 = 1000$, ossia, per $A_1 = A_2 = 707$, con controreazione l'attenuazione si riduce a:

$$\text{n. } dB \text{ negativi} = 20 \log \frac{99}{88} = 20 \log 1{,}12 = 20 \cdot 0{,}05 = -1\ dB$$

per $A = 500$, cui corrisponde un'attenuazione di $-6dB$ rispetto il valore $A_o = 1000$, con controreazione l'attenuazione si riduce invece a:

$$20 \log \frac{99}{83{,}5} = 20 \log 1{,}18 = 20 \cdot 0{,}072 = -1{,}44\ dB$$

La curva dell'amplificazione con controreazione raggiunge i $-3dB$ di attenuazione, allorché la curva dell'amplificazione A scende ad un valore ricavabile nel seguente modo:

$$20 \log \frac{99}{x} = 3\ (dB \text{ negativi}); \qquad \log \frac{99}{x} = \frac{3}{20} = 0{,}15 \qquad \text{al } \log x = 0{,}15$$

corrisponde approssimativamente il numero 1,4, per cui:

$$\frac{99}{x} = 1{,}4; \qquad x = \frac{99}{1{,}4} = 71 \quad (\text{valore di } A')$$

ricaviamo, ora A dall'espressione di:

$$A' = \frac{A}{1 + \beta A}$$

$$A' \cdot (1 + \beta A) = A; \quad A' + \beta A A' = A; \quad A(1 - \beta A') = A'$$

$$A = \frac{A'}{1 - \beta A'} = \frac{71}{1 + 0{,}01 \cdot 71} \cong \frac{71}{0{,}29} = 245$$

c) Tipi fondamentali di controreazione. – La controreazione può essere di due tipi fondamentali: controreazione di *tensione* e controreazione di *corrente*. La prima consiste nell'inviare all'ingresso dell'amplificatore una tensione E_r proporzionale all'intera tensione d'uscita E_u; la seconda consiste nell'inviare all'ingresso dell'amplificatore una tensione E_r proporzionale alla intera corrente J_u nel carico. Analizziamo separatamente i due casi.

I) *Controreazione di tensione*. La fig. 114 mostra lo schema di principio della controreazione di tensione. Se il carico R_c è ohmico puro e, se non esistono sfasamenti supplementari introdotti dall'amplificatore, la ten-

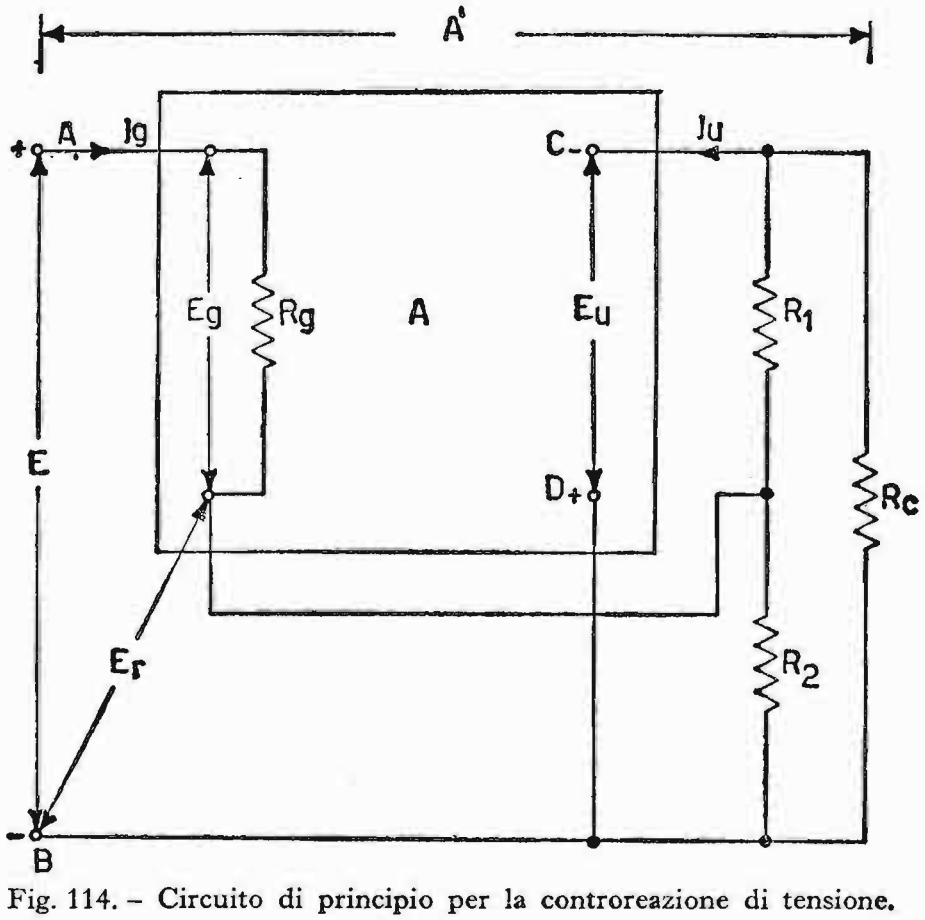


Fig. 114. – Circuito di principio per la controreazione di tensione.

sione riportata all'ingresso E_r è sfasata di 180° con la tensione E e vale: $E_r = \beta E_u$ per cui essendo:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

essa vale pure:

$$E_r = \frac{R_2}{R_1 + R_2} A\, E_g$$

La totale tensione d'ingresso fra i morsetti A e B vale:

$$E = E_g + E_r = E_g + \frac{R_2}{R_1 + R_2} A\, E_g = E_g \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} A\right)$$

sostituendo $R_g I_g$ al termine E_g, ricaviamo la resistenza d'entrata R_{AB} dell'amplificatore in presenza di controreazione di tensione, essa vale:

$$R_{AB} = \frac{E}{I_g} = R_g \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A\right) = R_g (1 + \beta A)$$

Essa è maggiore della semplice R_g e può essere auspicabile per l'ingresso di determinati amplificatori.

Verifichiamo, ora, che cosa vale la resistenza interna (o di uscita) dell'amplificatore, ossia, la resistenza che vede il carico R_c ai morsetti di collegamento CD.

In relazione ai risultati precedenti, possiamo anzitutto affermare che la *controreazione di tensione tende a mantenere costante la tensione d'uscita, indipendentemente dalla resistenza, di carico* per cui, possiamo affermare che la resistenza interna è di *basso valore*, ossia, minore di quello in assenza di controreazione. Per ricavare l'espressione della resistenza interna consideriamo separatamente due amplificatori: uno con e uno senza controreazione di tensione e che lavorino linearmente. Per entrambi supponiamo che la tensione E_u e la resistenza R_c siano uguali fra loro (fig. 115). Mentre per il circuito *a*) i parametri μ, r_a, E_g sono quelli senza controreazione, per il circuito *b*) μ' r'_a ed E sono i valori che i parametri dell'amplificatore assumono in presenza di controreazione.

Per il primo circuito l'amplificazione vale semplicemente:

$$A = \mu \frac{R_c}{r_a + R_c}$$

mentre per il secondo essa, vale:

$$A' = \mu' \frac{R_c}{r'_a + R_c} \quad \text{o anche} \quad A' = \frac{A}{1 + \beta A}$$

Sostituendo al posto di A dell'ultima espressione, l'equivalente

$$A = \mu \frac{R_c}{r_a + R_c}$$

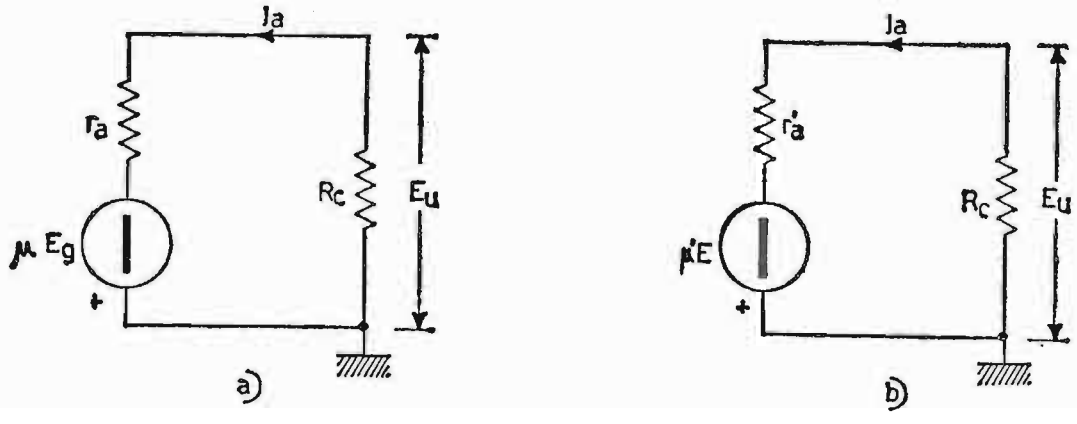


Fig. 115. – *a*) Circuito equivalente di un amplificatore con carico R_c senza controreazione; *b*) circuito equivalente dello stesso amplificatore con controreazione di tensione.

senza controreazione, si ottiene:

$$A' = \frac{\dfrac{\mu R_c}{r_a + R_c}}{1 + \beta\mu \dfrac{R_c}{r_a + R_c}} = \frac{\dfrac{\mu R_c}{r_a + R_c}}{\dfrac{(r_a + R_c) + \beta \mu R_c}{r_a + R_c}} = \frac{\mu R_c}{r_a + R_c + \beta \mu R_c} =$$

$$= \frac{\mu R_c}{R_c (1 + \beta\mu) + r_a}$$

dividendo numeratore e denominatore per $(1 + \beta \mu)$ si ha:

$$A' = \frac{\dfrac{\mu R_c}{1 + \beta\mu}}{\dfrac{R_c (1 + \beta\mu)}{1 + \beta\mu} + \dfrac{r_a}{1 + \beta\mu}} = \frac{\dfrac{\mu R_c}{1 + \beta\mu}}{R_c + \dfrac{r_a}{1 + \beta\mu}}$$

od anche più espressamente:

$$A' = \frac{\mu}{(1 + \beta\mu)} \cdot \frac{R_c}{\left(R_c + \dfrac{r_a}{1 + \beta\mu}\right)}.$$

L'espressione finale di A' ci conduce a dimensionare i termini r'_a e μ' fissati nello schema di fig. 115*b*) essi valgono rispettivamente:

$$r'_a = \frac{r_a}{1 + \beta\mu}; \qquad \mu' = \frac{\mu}{1 + \beta\mu}$$

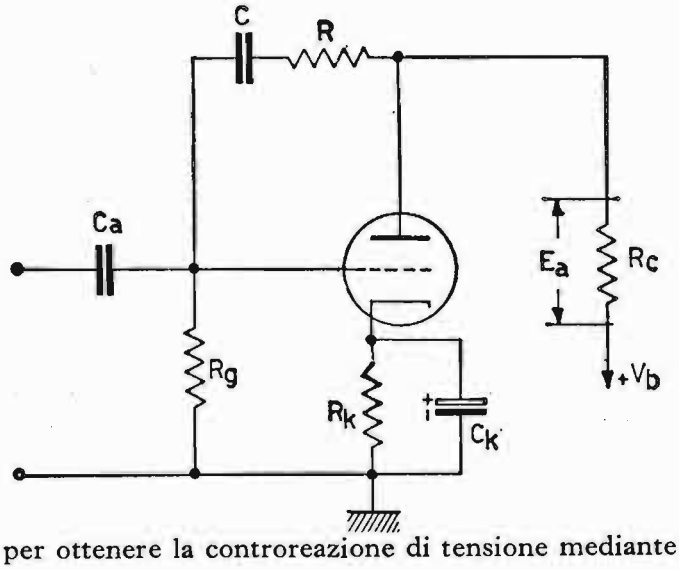


Fig. 116. – Circuito per ottenere la controreazione di tensione mediante i componenti RC.

per cui la resistenza d'uscita e il coefficiente di amplificazione in presenza di controreazione di tensione sono minori di quelli propri del tubo, in quanto vengono divisi per il termine $(1 + \beta\,\mu)$.

Se vogliamo estendere i valori ricavati anche per un amplificatore a più stadi con controreazione di tensione, purché lavori linearmente, basta intendere il termine μ come il prodotto fra il guadagno A dell'amplificatore senza controreazione, dall'ingresso fino alla griglia controllo dello stadio finale per il coefficiente di amplificazione dello stadio finale μ_f, ossia: $\mu = A \cdot \mu_f$; mentre la resistenza r_a resta quella propria dello stadio finale. Di seguito qualche circuito per ottenere la controreazione di tensione.

Nella fig. 116 la controreazione di tensione viene ottenuta mediante gli elementi R e C, che collegano la placca del tubo alla sua griglia controllo, La reattanza di C è di valore trascurabile nei confronti delle resistenze R ed R_g, dovendo, essa, eliminare la sola componente continua. La tensione E_a si trova ai capi del partitore $R + R_g$, per cui possiamo scrivere:

$$E_a : (R + R_g) = E_r : R_g, \quad \text{dalla quale} \quad E_r = \frac{R_g}{R + R_g} E_a.$$

L'intera tensione d'ingresso nell'amplificatore, chiamando con E_g la tensione pilota, vale:

$$E = E_g + E_r = E_g + \frac{R_g}{R + R_g} A\, E_g = E_g \left(1 + \frac{R_g}{R + R_g} A\right).$$

Ora, conoscendo i componenti R, R_g, A, E_g, ecc., si possono ricavare le caratteristiche del circuito, valendoci delle espressioni dianzi ricavate. Nella fig. 117*a*), *b*) sono rappresentati altri due schemi relativi a contro-

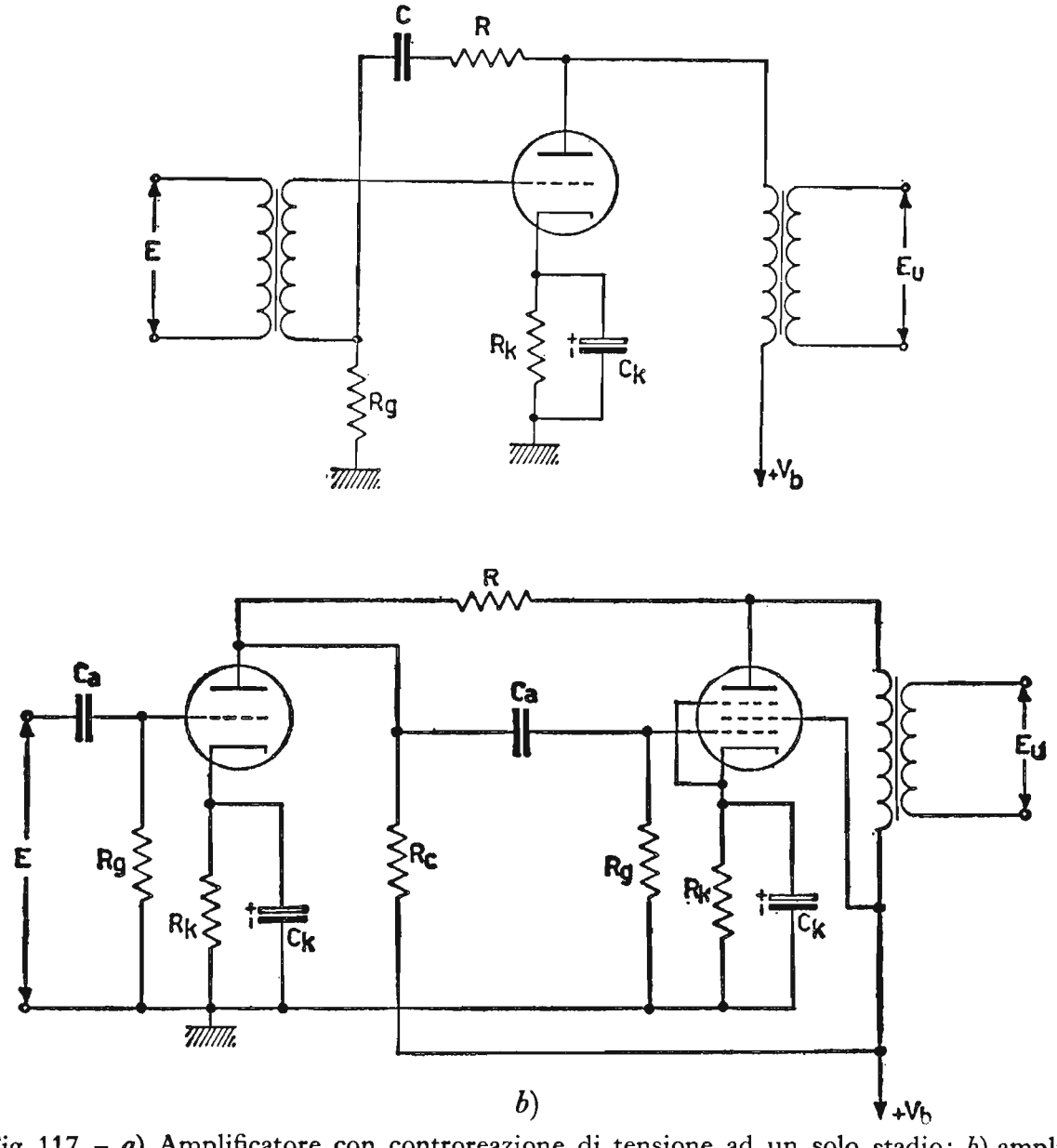


Fig. 117. – *a*) Amplificatore con controreazione di tensione ad un solo stadio; *b*) amplificatore con controreazione di tensione a due stadi.

reazione di tensione con uno o due tubi il cui principio di funzionamento è riconducibile al caso precedente, infatti, per il primo circuito il gruppo di controreazione è costituito da R e C, mentre nel secondo vi è la sola R fra placca e placca. Un caso interessante di controreazione totale di tensione è costituita dal circuito «*ripetitore catodico*», già ampiamente trattato nel cap. III, a proposito dei tubi con placca a massa.

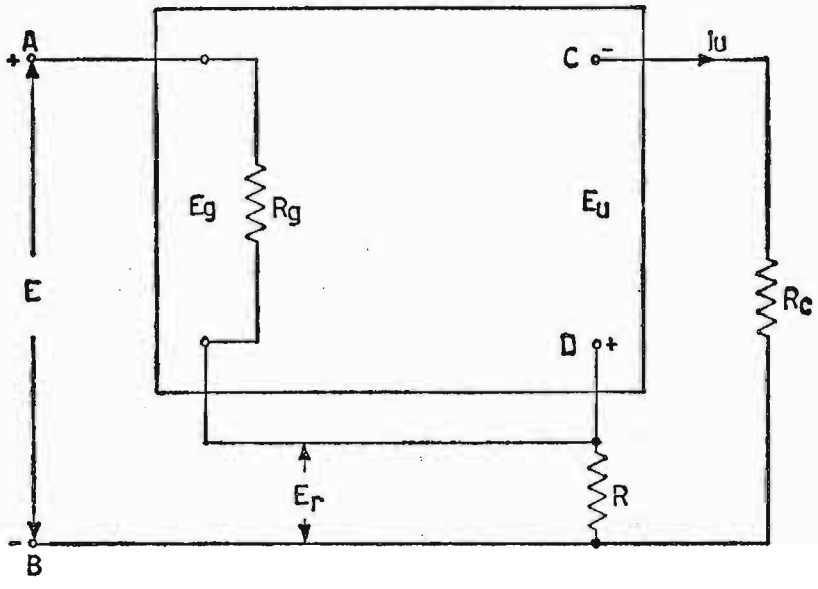


Fig. 118. – Circuito di principio per la controreazione di corrente.

II) *Controreazione di corrente.* La fig. 118 mostra lo schema di principio della controreazione di corrente. Se il carico R_c è ohmico puro, la tensione riportata all'ingresso E_r, è sfasata, anche in questo caso, di 180° con la tensione E. L'unica differenza rispetto al caso precedente è che la E_r è proporzionale all'intera corrente J_u nel carico. La tensione di controreazione, vale:

$$E_r = \beta E_u, \qquad \text{essendo } \beta = \frac{R}{R + R_c}, \qquad \text{diventa } E_r = \frac{R}{R + R_c} E_u.$$

La tensione totale d'ingresso E diventa:

$$E = E_g + E_r = E_g + \frac{R}{R + R_c} A E_g = E_g \left(1 + \frac{R}{R + R_c} A\right),$$

dalla quale si ricava, analogamente al caso precedente, il valore della resistenza d'ingresso R_{AB}, in presenza di controreazione di corrente:

$$R_{AB} = \frac{E}{I_g} = R_g \left(1 + \frac{R}{R + R_c} A\right) = R_g (1 + \beta A).$$

Essa è simile a quella con controreazione di tensione e vale R_g *moltiplicata* per una quantità > 1, ossia, per $(1 + \beta A)$.

Per entrambi i casi, invece, la capacità d'ingresso risulta *divisa* per il binomio $(1 + \beta A)$.

Ricaviamo, ora, il valore della resistenza interna (o d'uscita) dell'amplificatore, quella, cioè, che vede il carico fra i morsetti CD. Anzitutto possiamo affermare che la *controreazione di corrente tende a mantenere*

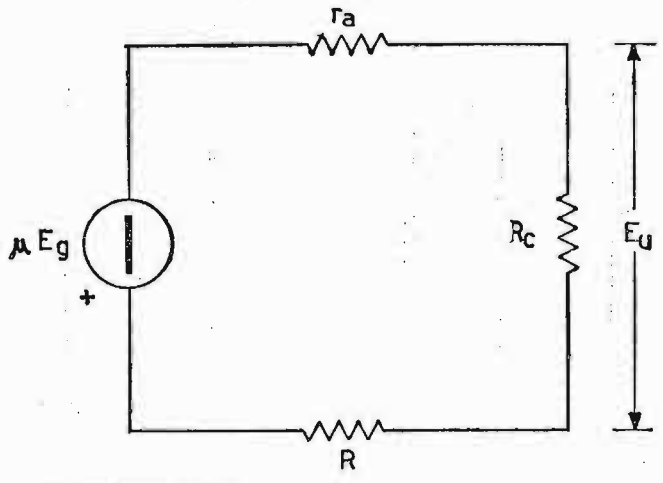


Fig. 119. - Circuito equivalente di un amplificatore con carico R_c e controreazione di corrente.

costante la corrente d'uscita indipendentemente dalla resistenza di carico, per cui la resistenza interna è *maggiore* di quella in assenza di controreazione.

Infatti, consideriamo il circuito di fig. 119, relativo alla controreazione di corrente, in esso la resistenza R si aggiunge alla resistenza interna complessiva dello stadio, per cui in assenza di controreazione:

$$R_i = R + r_a$$

e:

$$\beta = \frac{R}{R_c},$$

in quanto la tensione utile E_u si stabilisce solamente ai capi di R_c.

Ragionando come nel caso precedente, si ha:

$$A - \mu \frac{R_c}{R_i + R_c}; \qquad A' = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{\mu \dfrac{R_c}{R_i + R_c}}{1 + \beta \dfrac{\mu R_c}{R_i + R_c}}$$

sostituendo a β il suo valore si ha:

$$A' = \frac{\dfrac{\mu R_c}{R_i + R_c}}{1 + \dfrac{R}{R_c}\mu \dfrac{R_c}{(R_i + R_c)}} = \frac{\mu R_c}{R_i + R_c + \mu R} = \mu \frac{R_c}{R_c + (R_i + \mu R)}.$$

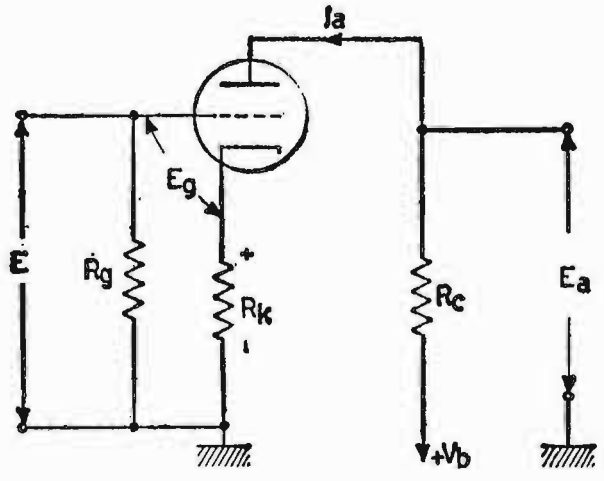


Fig. 120. – Semplice circuito per ottenere controreazione di corrente mediante la resistenza R_K priva del condensatore catodico.

L'espressione finale di A' ci fornisce i valori di μ e R'_i del circuito equivalente (che per semplicità tralasciamo), ossia, mentre il *coefficiente di amplificazione non varia*, essendo $\mu' = \mu$ *la resistenza interna è aumentata* rispetto ad R_i e vale $R'_i = R_i + \mu R = r_a + R(1 + \mu)$. Di seguito qualche circuito per ottenere la controreazione di corrente.

Nel circuito di fig. 120 la controreazione è ottenuta, eliminando il condensatore catodico C_k. In questo modo, ai capi della resistenza R_k sono presenti contemporaneamente due tensioni: una continua, che stabilisce la polarizzazione base alla griglia ed una alternativa $R_k J_a$, proporzionale alla corrente totale J_a ed in opposizione di fase con E di ingresso. In queste condizioni si ha:

$$E = E_g + E_r = E_g + R_k J_a$$

essendo

$$J_a = \frac{E_a}{R_c}$$

si ha:

$$E = E_g + \frac{R_k}{R_c} E_a = E_g (1 + \beta A)$$

dove:

$$\beta = \frac{R_k}{R_c}$$

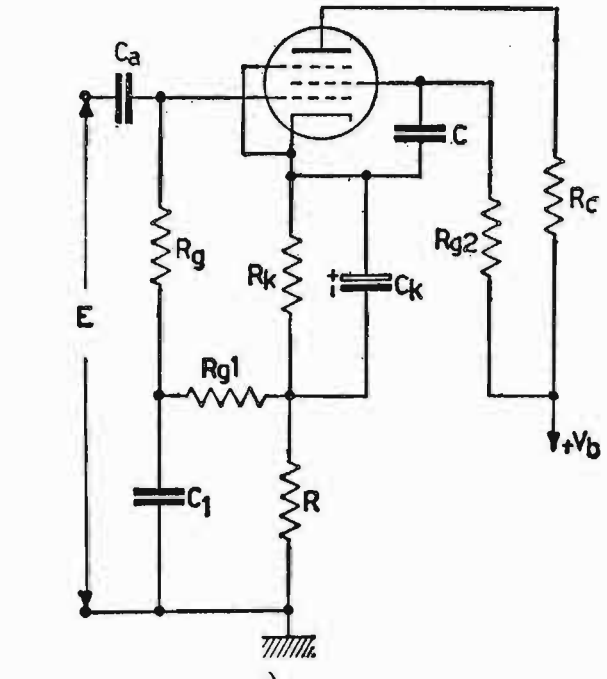
in quanto per tensione E_a viene considerata quella ai capi di R_c.

L'amplificazione, in presenza di controreazione di corrente, vale:

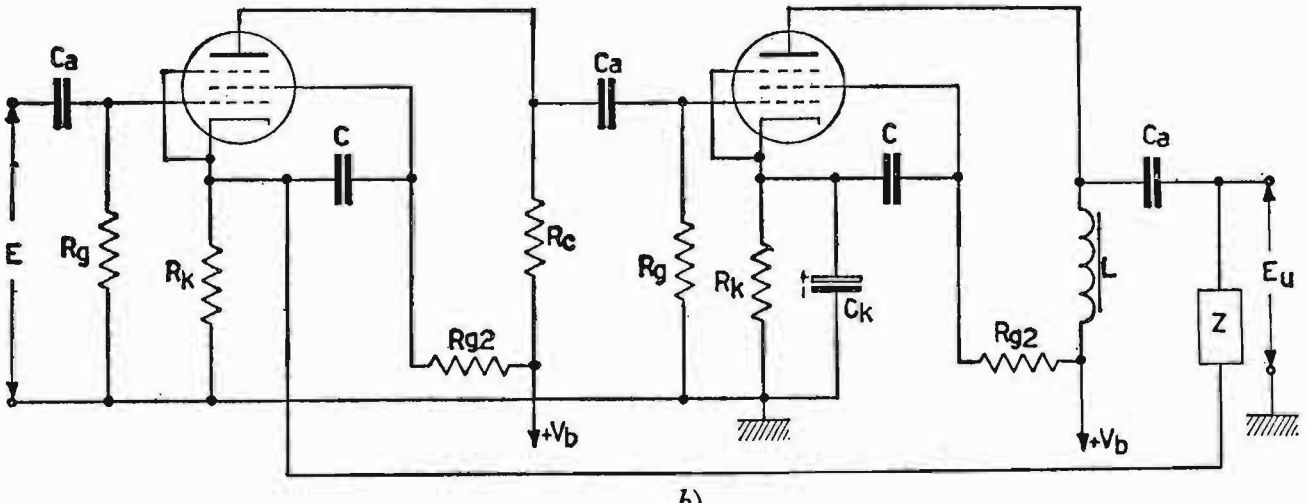
$$A' = \mu \frac{R_c}{r_a + R_k + \mu R_k + R_c} = \mu \frac{R_c}{R_c + [r_a + R_k (1 + \mu)]} = \mu \frac{R_c}{R_c + R'_i},$$

valendo: $R'_i = r_a + R_k (1 + \mu)$.

Due circuiti con controreazione di corrente a uno e a due stadi sono rappresentati in fig. 121. Il circuito *a* migliora quello precedente di fig. 120. Infatti, mentre nel circuito precedente il grado di controreazione è stabilito da valori vincolanti, quali quelli di R_c ed R_k, per non turbare il funzionamento del circuito; in quello di fig. 121 *a* la rete di componenti posti nel circuito di griglia ci permette di fissare, entro certi limiti, il grado di reazione desiderato. La resistenza R_{g1} di valore elevato ($R_g \cong R_{g1}$) provvede a fornire



a)



b)

Fig. 121. – *a*) Amplificatore con controreazione di corrente a un solo stadio; *b*) amplificatore con controreazione di corrente a due stadi.

la giusta tensione di polarizzazione alla griglia controllo. Il condensatore C_1 è un condensatore di fuga, la cui reattanza è trascurabile nei confronti di R_{g1}.

In questo modo la tensione di controreazione presente ai capi di R, data la bassissima reattanza di C_1, si trova anche ai capi di R_{g1} e di fase opposta alla tensione E d'ingresso. Da notare il condensatore C di fuga di schermo, collegato direttamente al catodo, anziché a massa.

Con questo collegamento si evita che le componenti variabili di griglia schermo possano scorrere in R e, quindi, causare diminuzione di sensibilità e distorsione, in corrispondenza a forti segnali. Naturalmente, per evitare di tener conto anche di R_{g2} nel calcolo del grado di controreazione, è bene che sia $R_{g2} \gg R$, in quanto, per le componenti alternative, tramite C, esse si trovano praticamente in parallelo fra di loro.

Facciamo notare, per ultimo, l'effetto della controreazione di tensione o di corrente, sulla distorsione introdotta dall'amplificatore. Indichiamo con DE_u la distorsione che introduce l'amplificatore nel segnale d'uscita in assenza di controreazione. In presenza di controreazione essa vale $D_r E_u$ e di conseguenza la tensione, che ritorna all'ingresso vale $\beta D_r E_u$, in opposizione di fase con DE_u. La tensione d'uscita in presenza di controreazione, vale:

$$D_r E_u = D E_u - \beta A D_r E_u;$$

semplificando per E_u ambo i membri, ed esplicitando in D_r si ottiene:

$$D_r = \frac{D}{1 + \beta A}.$$

In conclusione, la distorsione del segnale, introdotta dall'amplificatore, con controreazione *diminuisce*, in quanto la distorsione D viene divisa per il termine $(1 + \beta A)$.

CAPITOLO VI

AMPLIFICATORI A TRANSISTORI PER SEGNALI DEBOLI IN BASSA FREQUENZA

Gli amplificatori di *BF* a transistori per piccoli segnali sono concepiti, di solito, per amplificare la banda di frequenza da 20 Hz a 16 KHz, ossia per l'amplificazione dei segnali relativi alle frequenze acustiche. Mentre un tubo elettronico è sostanzialmente un amplificatore di tensione, un transistore è invece un amplificatore di corrente. Questi amplificatori generalmente precedono e pilotano, come vedremo, gli amplificatori di potenza a transistori. Gli stadi amplificatori possono essere accoppiati fra di loro a *resistenza e capacità*, oppure a *trasformatore interstadiale*. Verifichiamo, ora, separatamente i due circuiti.

36. Amplificatore a transistori con accoppiamento a resistenza e capacità.

L'amplificatore a resistenza e capacità di tipo standard, impiegante due transistori di tipo PNP è rappresentato in fig. 122. La connessione di tipo ad emettitore comune è quella più sovente impiegata per questi amplificatori e dà loro elementi di paragone con gli amplificatori a tubi elettronici con catodo a massa. In questo paragrafo tratteremo l'amplificatore in c. a., definendolo, cioè, con emettitore a massa. Per questa ragione, non ci preoccuperemo del calcolo dei componenti R_1, R_2, R_e già ampliamente trattati nel capitolo 4° di questo volume. Ci preoccuperemo, invece, del solo circuito in c. a. Per poter considerare l'amplificatore con emettitore a massa, è bene dimensionare le capacità C_e e C'_e in parallelo, alle rispettive resistenze di emettitore R_e ed R'_e, in modo che la loro reattanza sia almeno 1/10 delle rispettive resistenze, alle quali sono poste in parallelo per la più bassa delle frequenze da amplificare, in modo da considerare l'effetto di tali resistenze solo per la componente continua, allorché si desidera

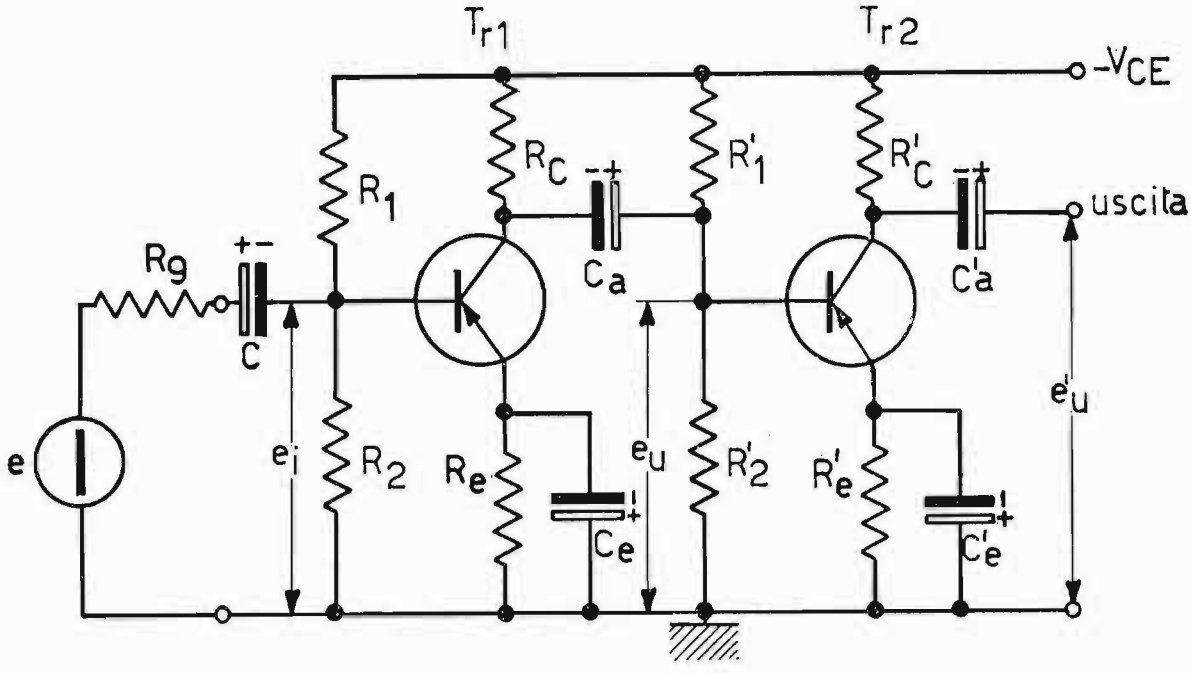


Fig. 122. – Amplificatore di B. F. a due stadi per segnali deboli, con accoppiamento ad *RC*.

stabilizzare termicamente il punto di lavoro dei transistori. Possiamo, allora, in fig. 123 rappresentare il circuito equivalente differenziale generale dell'amplificatore considerato in fig. 122, mediante i parametri *h* e quelli indicati nel circuito relativi alle sole componenti alternative. Il circuito equivalente di fig. 123 è valido per frequenze di lavoro inferiori a quelle limiti di impiego del transistore (cutoff). Entro questi limiti e per segnali piccoli, si possono considerare costanti e reali i parametri *h*. Le resistenze del partitore di tensione R_1 R_2 ed R'_1 R'_2 (in parallelo fra loro), si trovano collegate fra base ed emettitore, mentre le resistenze di carico R_c ed R'_c sono collegate fra collettore e massa.

a) Impedenza complessiva d'ingresso dell'amplificatore.

Il circuito semplificato di fig. 124 viene impiegato per determinare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore. Se consideriamo le frequenze medie della gamma, per le quali gli elementi reattivi non hanno alcuna

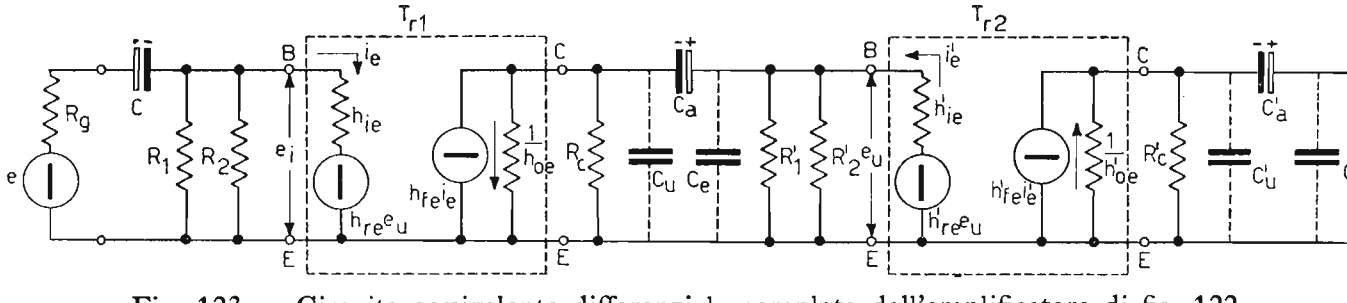


Fig. 123. – Circuito equivalente differenziale completo dell'amplificatore di fig. 122.

influenza, possiamo scrivere, per la tensione d'entrata e_i la nota espressione:

$$e_i = h_{ie} \cdot i_e + h_{re}\, e_u \tag{1}$$

in cui e_u è la tensione che si manifesta fra collettore e massa di T_{r1}, avente un carico, equivalente:

$$R_L = \frac{1}{\dfrac{1}{R_c} + \dfrac{1}{R'_1} + \dfrac{1}{R'_2} + \dfrac{1}{h'_{ie}}} \tag{2}$$

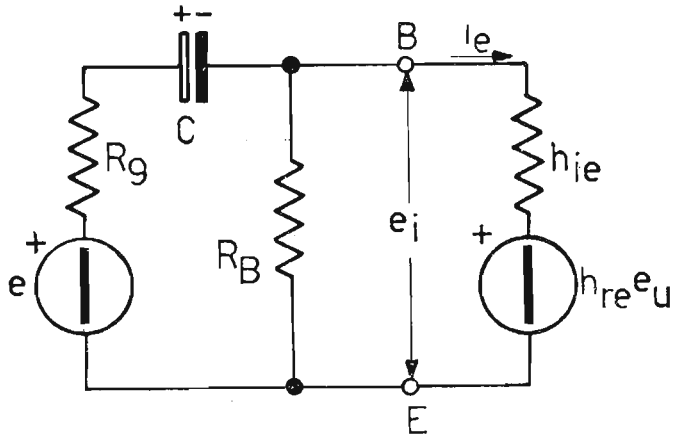


Fig. 124. – Circuito elettrico per determinare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore a transistori.

dove si considera con la sola h'_{ie} la resistenza equivalente d'entrata del secondo transistore (T_{r2}). La tensione e_u vale, allora:

$$e_u = \frac{-\, h_{fe} \cdot i_e}{h_{oe} + \dfrac{1}{R_L}}. \tag{3}$$

Sostituendo l'espressione di e_u nella (1), si ottiene:

$$e_i = h_{ie} \cdot i_e - \frac{h_{re}\, h_{fe}}{h_{oe} + \dfrac{1}{R_L}} \cdot i_e. \tag{4}$$

L'impedenza d'ingresso, o più precisamente nel nostro caso, la resistenza d'ingresso dell'amplificatore, vale il rapporto fra la tensione e_i e la corrente i_e erogata dal generatore, ossia:

$$R_{oi} = \frac{e_i}{i_e} = h_{ie} - \frac{h_{re}\, h_{fe}}{h_{oe} + \dfrac{1}{R_L}}. \tag{5}$$

Siccome $R_L \ll \frac{1}{h_{0e}}$ ed essendo $h_{re}\, h_{fe}$ una quantità trascurabile, il rapporto che segue h_{ie} nella (5) si rende trascurabile e senza grande errore si può considerare l'impedenza d'entrata dell'amplificatore $R_{oi} \cong h_{ie}$.

Affinché giunga nella resistenza h_{ie} la massima corrente del generatore, è bene che il parallelo $\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_B$ sia sufficientemente grande rispetto h_{ie} e, quindi minima sia la deviazione di corrente causata da R_B. Natu-

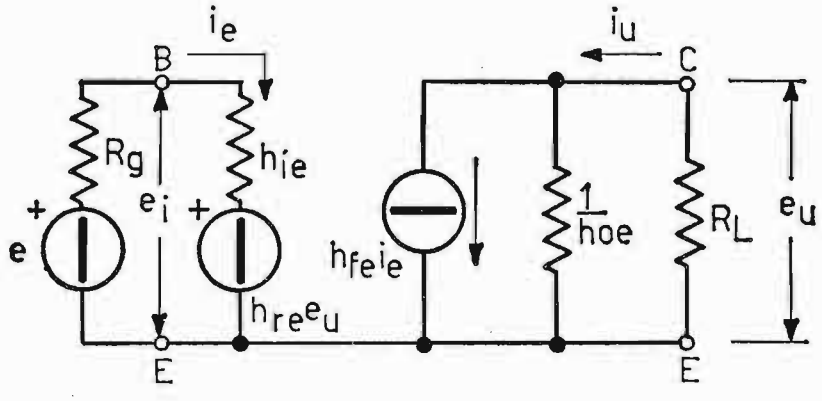


Fig. 125. – Circuito elettrico per determinare l'impedenza d'uscita dell'amplificatore a transistori.

ralmente, per avere il massimo trasferimento di potenza dal generatore all'amplificatore, è bene fare in modo che la resistenza complessiva d'entrata dell'amplificatore $\cong h_{ie}$ sia uguale a quella del generatore R_g, come abbiamo già detto nel paragrafo 21, trattando l'amplificazione di potenza.

b) Impedenza d'uscita dell'amplificatore per un solo stadio di amplificazione.

Per ricavare l'impedenza d'uscita o resistenza d'uscita, quando le parti reattive non sono contemplate, in quanto non influenzano il circuito, basta verificare il carico equivalente fra collettore ed emettitore nello schema di fig. 125. Supponendo cortocircuitato il generatore ideale di tensione e, per la corrente i_e, si ha allora l'espressione:

$$i_e = \frac{h_{re} \cdot e_u}{R_g + h_{ie}}.$$

Il generatore di corrente posto fra collettore ed emettitore eroga, quindi, la corrente:

$$h_{fe} \cdot i_e = h_{fe} \cdot \frac{h_{re}\, e_u}{R_g + h_{i\cdot}}.$$

La corrente d'uscita nel carico vale:

$$i_u = h_{oe}\, e_u + h_{fe}\, i_e = h_{oe}\, e_u - \frac{h_{fe}\, h_{re}}{R_g + h_{ie}}\, e_u =$$

$$= \left(h_{oe} + \frac{h_{fe}\, h_{re}}{R_g + h_{ie}} \right) \cdot e_u$$

e quindi per l'ammettenza d'uscita si ha l'espressione:

$$Y_u = \frac{i_u}{e_u} = h_{oe} - \frac{h_{fe}\, h_{re}}{R_g + h_{ie}} \tag{6}$$

Quando R_g assume valori piuttosto elevati, il valore dell'ammettenza d'uscita Y_u tende al valore h_{oe} potendosi trascurare nell'espressione (6) la quantità:

$$\frac{h_{fe}\, h_{re}}{R_g + h_{ie}}.$$

Naturalmente l'impedenza d'uscita dell'amplificatore vale l'inverso di $Y_u \cong h_{oe}$.

c) CIRCUITI EQUIVALENTI ALLE FREQUENZE MEDIE E LIMITI DELLA GAMMA E RELATIVE ESPRESSIONI DELL'AMPLIFICAZIONE, CONSIDERANDO UN SOLO STADIO ACCOPPIATO.

1) *Frequenze medie della gamma.*

Alle frequenze medie della gamma non intervengono gli elementi reattivi, in quanto, mentre le capacità di accoppiamento C_a e C'_a corrispondono per tali frequenze ad altrettanti cortocircuiti, le capacità parassite di entrata e di uscita per le stesse frequenze hanno la loro reattanza ancora molto elevata sì che il loro effetto risulta trascurabile. Il circuito equivalente dell'amplificatore alle frequenze medie della gamma è quello di fig. 126. Indicando con R_t il parallelo fra

$$\frac{1}{h_{oe}},\ R_c,\ R'_1,\ R'_2,\ h'_{ie}$$

come già osservato precedentemente, la tensione d'uscita e_u vale semplicemente:

$$e_u = h_{fe}\, i_e\, R_t, \tag{7}$$

Sapendo che $i_e = \dfrac{e_i}{h_{ie}}$ l'amplificazione di tensione vale:

$$A_{vo} = \frac{e_u}{e_i} = -\frac{h_{fe} \cdot R_t}{h_{ie}} = -S \cdot R_t$$

(ricordando che con

$$\frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{\beta}{R_{oi}}$$

è stata indicata la pendenza S nel 1° volume, paragrafo 35).

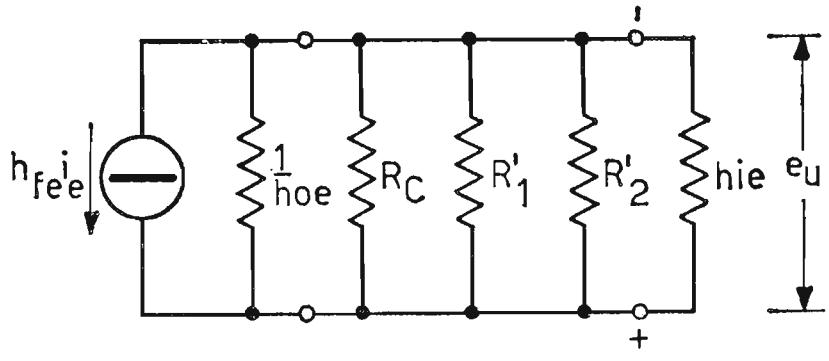


Fig. 126. – Circuito equivalente differenziale dell'amplificatore a transistori per le frequenze medie della gamma.

2) *Frequenze basse della gamma.*

Alle frequenze basse della gamma, a diminuire l'amplificazione intervengono i condensatori di accoppiamento C_a e C'_a, per cui il circuito equivalente dell'amplificatore diventa quello di fig. 127*a*). Indicando con

$$R' = \frac{1}{\dfrac{1}{R_c} + h_{oe}}$$

e con:

$$R = \frac{1}{\dfrac{1}{R'_1} + \dfrac{1}{R'_2} + \dfrac{1}{h'_{ie}}}$$

mediante Thévenin si ottiene il circuito semplificato di fig. 127*b*). La tensione d'uscita vale, allora:

$$e_u = \frac{h_{fe}\, i_e\, R' \cdot R}{R' + R + \dfrac{1}{j\,\omega\, C_a}} = \frac{h_{fe}\, i_e\, R_t}{1 - j\,\dfrac{1}{\omega\, C_a\,(R + R')}}$$

con

$$R_t = \frac{R' \cdot R}{R' + R}.$$

Considerando

$$i_e = \frac{e_i}{h_{ie}}$$

e sostituendolo nella (9) si ha per l'amplificazione di tensione alle frequenze basse della gamma l'espressione:

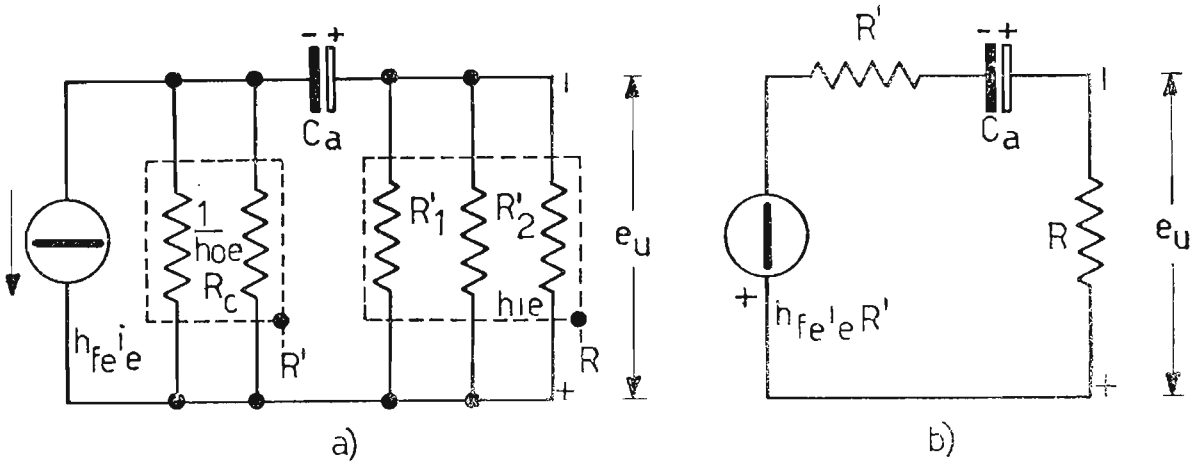


Fig. 127. – *a*) Circuito equivalente differenziale dell'amplificatore a transistori alle basse frequenze della gamma; *b*) lo stesso circuito semplificato secondo Thévenin.

$$(10) \qquad \bar{A}_{vb} = \frac{\dfrac{h_{fe}}{h_{ie}} R_t}{1 - j \dfrac{1}{\omega C_a (R + R')}} = \frac{S\, R_t}{1 - j \dfrac{1}{\omega C_a (R + R')}}$$

dalla quale si può anche ottenere:

$$(11) \qquad \bar{A}_{vb} = \frac{\bar{A}_{v0}}{1 - j \dfrac{1}{\omega C_a (R + R')}}.$$

Il suo modulo vale:

$$(12) \qquad |A_{vb}| = \frac{A_{v0}}{\sqrt{1 + \left[\dfrac{1}{\omega C_a (R + R')}\right]^2}}.$$

L'amplificazione di tensione alla frequenza limite inferiore alla quale corrisponde un'attenuazione, rispetto l'amplificazione massima A_{v0} di -3 dB vale:

$$A_{v1} = \frac{A_{v0}}{\sqrt{2}}$$

da cui si può ricavare il valore della frequenza limite inferiore. Infatti, dalla condizione:

$$\frac{1}{\omega C_a (R + R')} = 1$$

si ha:

$$f_{inf} = \frac{1}{2\pi C_a (R + R')} \tag{13}$$

ricordando che

$$\omega_{inf.} = \frac{1}{C_a (R + R')}. \tag{14}$$

L'espressione (11), considerando la (14) può essere espressa anche dalla:

$$\bar{A}_{vb} = \frac{\bar{A}_{v0}}{1 - j \dfrac{f_{inf}}{f}}. \tag{15}$$

3) *Frequenze alte della gamma.*

Alle frequenze alte della gamma intervengono in modo determinante le capacità parassite di entrata e di uscita, rispettivamente C_e e C_u, in parallelo al carico totale. Indicando con C_p le capacità parassite totali e avendo indicato con R_t il noto parallelo, il circuito dell'amplificatore alle alte frequenze della gamma diventa quello di fig. 128. In tale circuito la corrente totale vale:

$$h_f i_e = \frac{e_u}{R_t} + \frac{e_u}{\dfrac{1}{j\omega C_p}} = e_u \left(\frac{1}{R_t} + j\omega C_p \right) \tag{16}$$

od anche

$$h_f \frac{e_i}{h_{ie}} = e_u \left(\frac{1}{R_t} + j\omega C_p \right).$$

Da quest'ultima espressione si può dedurre facilmente l'espressione dell'amplificazione di tensione alle frequenze alte della gamma, essa vale:

$$\bar{A}_{va} = \frac{e_u}{e_i} = \frac{\dfrac{h_{fe}}{h_{ie}}}{\dfrac{1}{R_t} + j\,\omega\, C_p} = \frac{S \cdot R_t}{1 + j\,\omega\, C_p\, R_t} \tag{17}$$

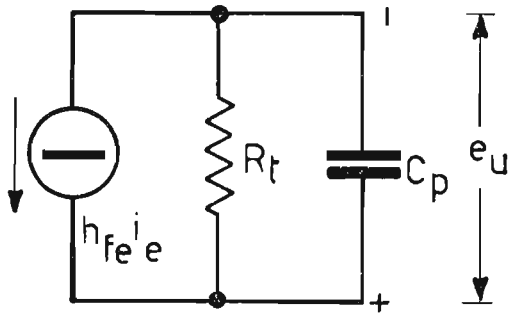


Fig. 128. – Circuito equivalente differenziale semplificato dell'amplificatore a transistori alle alte frequenze della gamma.

od anche:

$$\bar{A}_{va} = \frac{\bar{A}_{v0}}{1 + j\,\omega\, C_p\, R_t} \tag{18}$$

il suo modulo vale:

$$|A_{va}| = \frac{A_{v0}}{\sqrt{1 + (\omega\, C_p\, R_t)^2}}. \tag{19}$$

L'amplificazione di tensione alla frequenza limite superiore Av_2, alla quale corrisponde una attenuazione, rispetto l'amplificazione massima di — 3 *dB* vale:

$$A_{v2} = \frac{A_{v0}}{\sqrt{2}}$$

dalla quale si può ricavare il valore della frequenza limite superiore. Infatti dalla condizione:

$$\omega\, C_p\, R_t = 1$$

si ha

$$f_{sup} = \frac{1}{2\pi\, C_p\, R_t} \tag{20}$$

sapendo che

$$\omega_{sup} = \frac{1}{C_p R_t},$$

l'espressione (18) può venire modificata nella:

$$\bar{A}_{va} = \frac{\bar{A}_{v0}}{1 + j\dfrac{f}{f_{sup}}}. \tag{21}$$

Per quanto riguarda le considerazioni sulla curva di risposta universale e i relativi angoli di sfasamento di questi amplificatori e gli amplificatori a larga banda, essendo cosa analoga, si rimanda a quanto già considerato per i tubi elettronici ai paragrafi 31 e 32 che precedono questo capitolo.

37. **Amplificatori a transistori con accoppiamento a trasformatore.**

La fig. 129 rappresenta un tipico amplificatore accoppiato a trasformatore *BF*. La polarizzazione e la stabilizzazione sono ottenute con il solito partitore $R_1 R_2$ ed $R'_1 R'_2$ e le resistenze R_e ed R'_e. I condensatori C_a C_e e C'_e sono scelti di valore sufficientemente grande, in modo da considerarli altrettanti cortocircuiti per le frequenze di lavoro. Anche il condensatore C in parallelo ad R'_2 deve servire a cortocircuitare la stessa resistenza nei riguardi del segnale. Il circuito differenziale completo dell'amplificatore diventa quello di fig. 130*a*).

Esso, trascurando gli elementi reattivi, può essere semplificato come

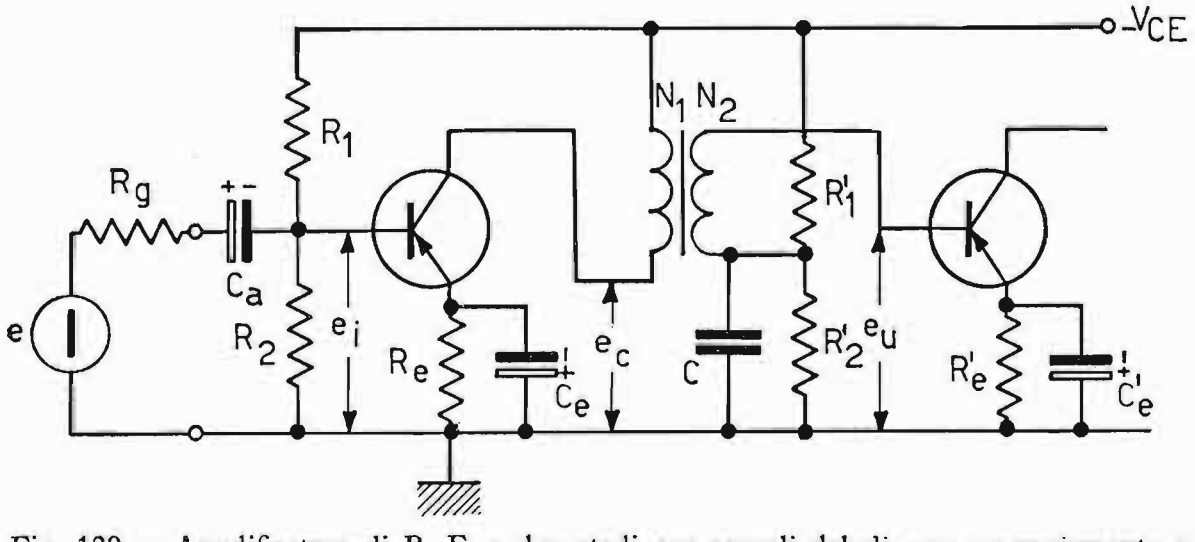


Fig. 129. – Amplificatore di B. F. a due stadi per segnali deboli, con accoppiamento a trasformatore interstadiale.

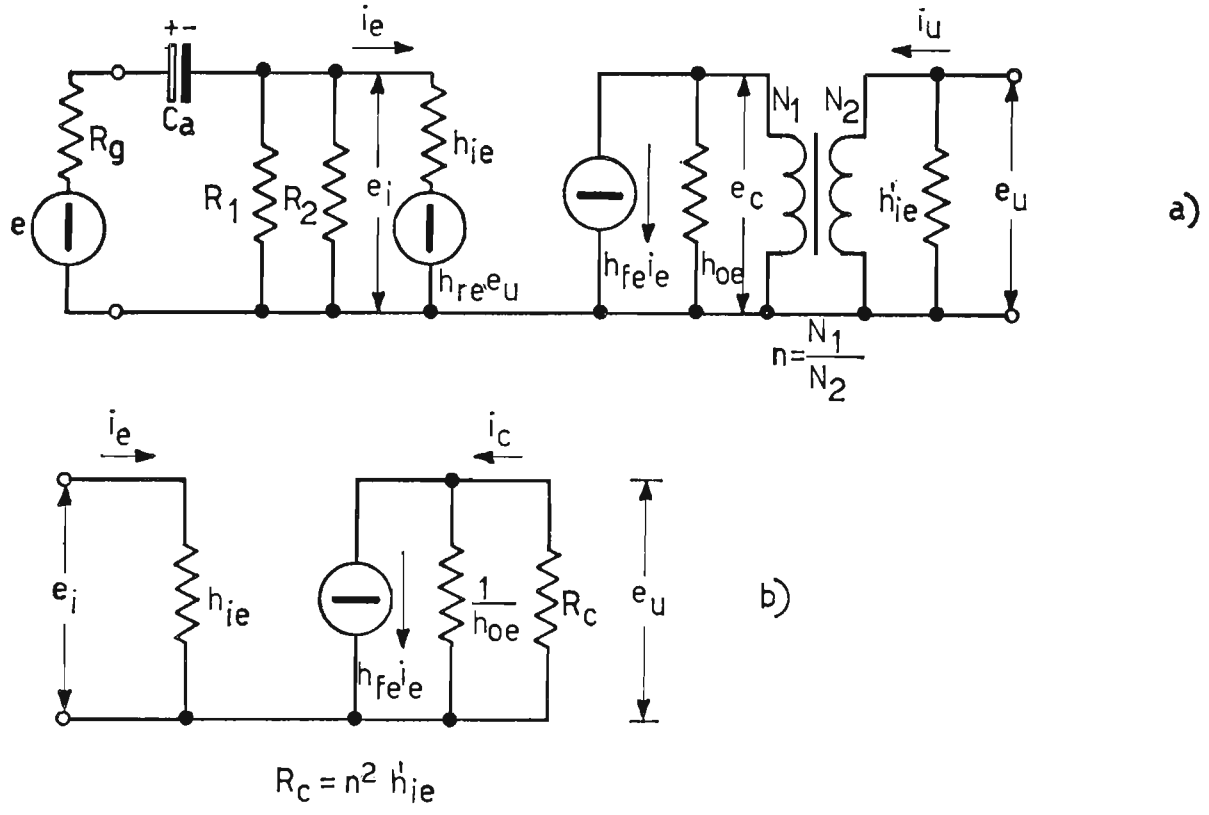


Fig. 130. – *a*) Circuito equivalente differenziale dell'amplificatore di fig. 129; *b*) lo stesso circuito equivalente differenziale semplificato.

quello di fig. 130*b*), in cui la resistenza in parallelo al secondario, è stata trasferita al primario, secondo la relazione

$$R_c = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 h'_{ie} = n^2 h'_{ie}$$

avendo indicato con n il rapporto di trasformazione $\frac{N_1}{N_2}$.

La tensione e_c ai capi di R_c vale:

$$e_c = \frac{h_{fe} \cdot i_e}{h_{oe} + \frac{1}{R_c}} \tag{22}$$

cui corrisponde una corrente nella stessa R_c di valore:

$$i_c = \frac{e_c}{R_c} = \frac{\frac{h_{fe} \cdot i_e}{h_{oe} + \frac{1}{R_c}}}{R_c} = \frac{h_{fe} \cdot i_e}{h_{oe} R_c + 1} \tag{23}$$

La corrente fra base ed emettitore del secondo transistore vale:

$$i_u = \frac{N_1}{N_2} i_c = n\, i_c.$$

La corrente i_c assume il valore massimo per

$$R_c = \frac{1}{h_{oe}} \tag{24}$$

od anche per

$$h_{oe} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot h'_{ie}$$

dalla quale si ricava per le condizioni di massima potenza trasferita:

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{1}{h_{oe} \cdot h'_{ie}}}. \tag{25}$$

Se è soddisfatta la (24), la corrente in R_c è esattamente metà di quella del generatore $h_{fe} \cdot i_e$ ossia:

$$i_c = \frac{h_{fe} \cdot i_e}{2}$$

e quindi la corrente secondaria i_u vale:

$$i_u = \frac{N_1}{N_2} i_c = \sqrt{\frac{1}{h_{oe} \cdot h'_{ie}}} \cdot \frac{h_{fe} \cdot i_e}{2}.$$

L'amplificazione di tensione vale, allora:

$$A_v = \frac{e_u}{e_i} = \frac{h'_{ie} \dfrac{N_1}{N_2} i_c}{e_i} = \frac{h'_{ie} \sqrt{\dfrac{1}{h_{oe} \cdot h'_{ie}}} \cdot \dfrac{h_{fe} \cdot i_e}{2}}{e_i} =$$

$$= \frac{\sqrt{\dfrac{h'_{ie}}{h_{oe}}} \cdot \dfrac{h_{fe} \cdot \dfrac{e_i}{h_{ie}}}{2}}{e_i} = \frac{h_{fe}}{2 \cdot h_{ie}} \sqrt{\frac{h'_{ie}}{h_{oe}}} = \frac{S}{2} \sqrt{\frac{h'_{ie}}{h_{oe}}};$$

l'amplificazione di corrente vale:

$$A_i = \frac{i_u}{i_e} = \frac{h_{fe}}{2} \sqrt{\frac{1}{h_{0e}\, h'_{ie}}}\,;$$

infine, l'amplificazione di potenza vale:

$$A_p = |A_v| \cdot |A_i| = \frac{h_{fe}}{2\, h_{ie}} \sqrt{\frac{h'_{ie}}{h_{oe}}} \cdot \frac{h_{fe}}{2} \sqrt{\frac{1}{h_{oe} \cdot h'_{ie}}} = \frac{h^2_{fe}}{4\, h_{ie} \cdot h_{oe}} = \frac{S^2\, h_{et}}{4\, h_{oe}}\,.$$

CAPITOLO VII

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN BF

Gli amplificatori di potenza ad audiofrequenza hanno il compito di trasferire la massima potenza, compatibile con la minima distorsione, ad un carico costituito generalmente o da un altoparlante, o da uno stadio successivo, che richiede potenza di eccitazione per il circuito di griglia, oppure, come vedremo, da un trasformatore per la modulazione in un trasmettitore.

Per ottenere la massima potenza, con la minima distorsione, è bene che il circuito lavori in queste condizioni:

a) L'impedenza di carico deve essere di carattere resistivo e costante, inoltre, il tubo deve lavorare nel tratto rettilineo della caratteristica mutua dinamica;

b) la tensione di alimentazione anodica V_b deve giungere, quasi totalmente sull'anodo della valvola di potenza, in modo che il carico non abbia a dissipare potenza di alimentazione.

Per il caso *b* si impiega per l'alimentazione dell'anodo: o una bobina d'arresto per l'audiofrequenza, seguita da un condensatore e dal carico R_u, in modo che questo risulti disertato dalla potenza continua, (alimentazione in parallelo) oppure un trasformatore, capace anche di adattare la bassa resistenza dell'altoparlante, alla ***resistenza ottima di carico*** del tubo di potenza.

Anche in questo caso, il carico è disertato dalla potenza continua, mentre il primario del trasformatore offre una bassissima resistenza per la corrente continua stessa. Vedi fig. 131*a*), *b*).

In ambedue i casi il carico anodico è del tipo *riflesso* ed è lecito, perciò tracciare due distinte rette di carico sulla famiglia di caratteristiche anodiche statiche: quella in *corrente continua*, coincidente con una verticale che si alza da V_b, quella in *corrente alternata* dovuta alla resistenza riflessa dal carico utile, come in fig. 132, relativamente alle caratteristiche anodiche di un triodo. Mentre la retta di carico per la c.c. è praticamente una ver-

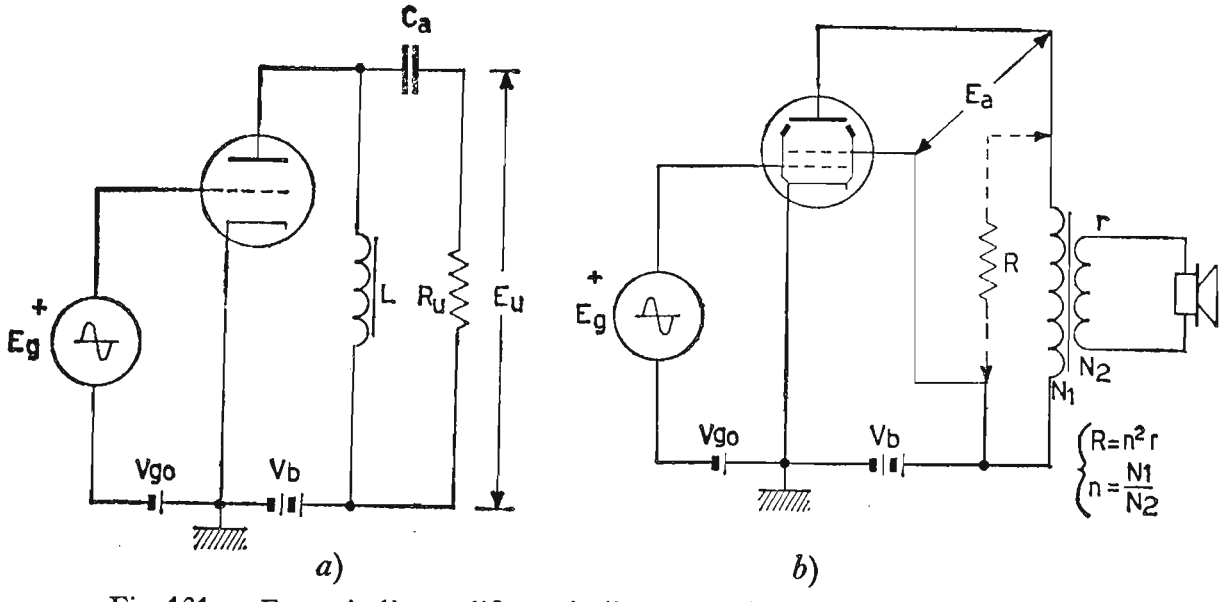


Fig. 131. – Esempi di amplificatori di potenza in BF con carico riflesso.

ticale, in quanto quasi tutta la tensione V_b giunge sull'anodo, la retta di carico per la *c.a.* formerà, invece, con l'asse delle ascisse un angolo il cui valore dipende dal carico anodico, secondo l'espressione:

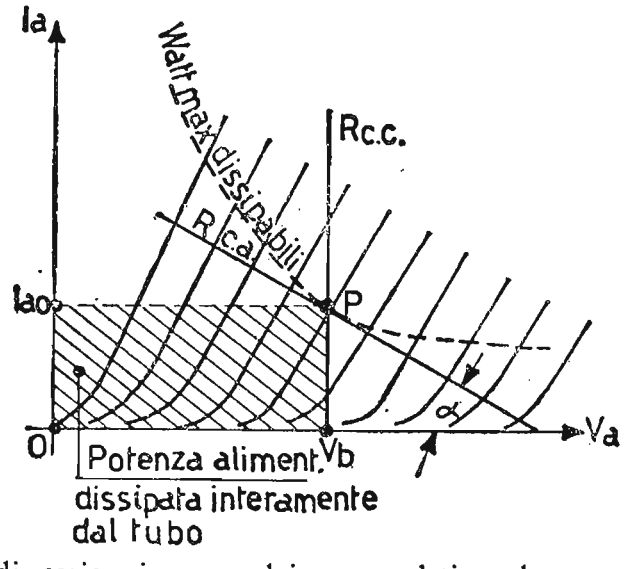


Fig. 132. – Rette di carico in c.c. ed in c.a., relative ad un amplificatore con carico anodico riflesso.

$$\text{tang}\,\alpha = \frac{1}{R_u}$$

In funzione della potenza, del rendimento e della distorsione per gli amplificatori di potenza ad audiofrequenza esistono classi di funzionamento diverse, ossia, le classi *A*, *B*, *AB*.

38. **Amplificatori di potenza in classe *A*.**

Lo studio degli amplificatori di potenza in classe *A*, consiste nella determinazione dei potenziali continui e della resistenza ottima di carico, da fornire al tubo, per avere la massima potenza d'uscita compatibile con la minima distorsione. Analizziamo le relazioni che intercorrono fra valori minimi e massimi delle tensioni e delle correnti relativamente all'ampli-

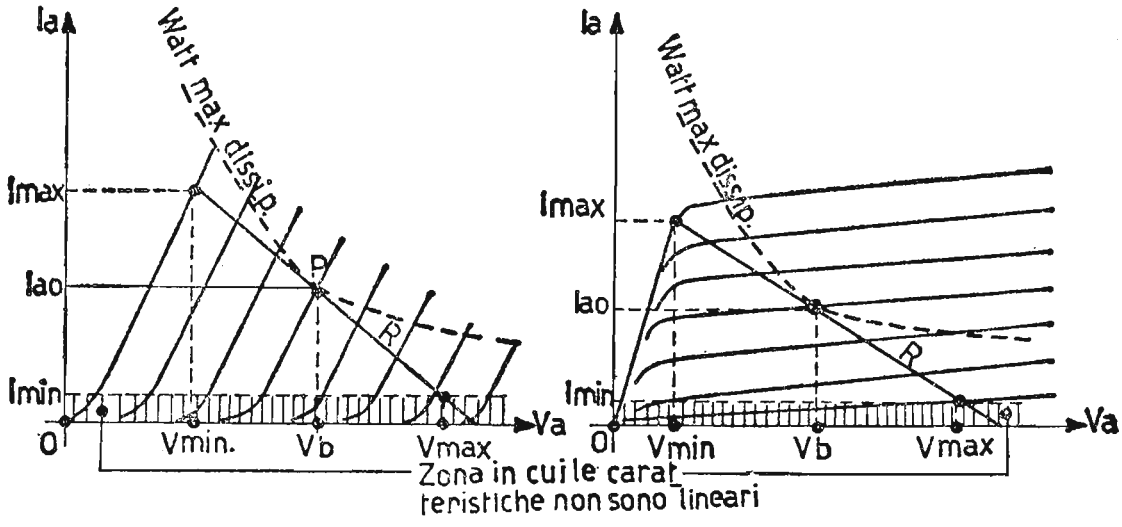


Fig. 133. – Raffronto fra le caratteristiche anodiche di un triodo e di un pentodo nel calcolo di un amplificatore di potenza.

ficatore di potenza realizzato con triodo e con pentodo, (fig. 133), per poi determinare con il loro aiuto, i valori della massima potenza utile, della resistenza di carico (o riflessa), del rendimento anodico e della distorsione armonica.

Si ha, allora, successivamente:

1) Valore massimo della componente alternata E_a:

$$E_a = V_b - V_{a\,min} = V_b\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_b}\right);$$

2) Valore massimo della componente alternata J_a:

$$J_a = I_{a0} - I_{a\,min} = I_{a0}\left(1 - \frac{I_{a\,min}}{I_{a0}}\right);$$

3) Potenza massima alternata di uscita:

$$P_u = \frac{E_a J_a}{2} = \frac{V_b \cdot I_{a0}}{2}\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_b}\right)\cdot\left(1 - \frac{I_{a\,min}}{I_{a0}}\right);$$

4) Resistenza di carico (o riflessa):

$$R = \frac{E_a}{J_a} = \frac{V_b\left(1 - \dfrac{V_{a\,min}}{V_b}\right)}{I_{a0}\left(1 - \dfrac{I_{a\,min}}{I_{a0}}\right)};$$

5) Rendimento anodico:

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = 0{,}5\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_b}\right)\cdot\left(1 - \frac{I_{a\,min}}{I_{a0}}\right).$$

Distorsione: per i triodi, quando la tensione di griglia non raggiunge punte positive, la distorsione è prevalentemente di seconda armonica e vale percentualmente:

$$d_2 = 100\,\frac{\dfrac{I_{a\,max} + I_{a\,min}}{2} - I_{a0}}{I_{a\,max} - I_{a\,min}}$$

per i pentodi, in conseguenza dei due ginocchi della caratteristica mutua dinamica, oltre alla distorsione di seconda armonica vi è quella delle armoniche dispari, fra le quali la maggiore è quella di terza armonica. Le espressioni relative alla percentuale di distorsione di seconda e terza armonica valgono:

$$d_2 = 100\,\frac{\dfrac{I_{a\,max} + I_{a\,min} - 2\,I_{a0}}{4}}{\dfrac{\sqrt{2}\,(I_2 - I_3) + I_{a\,max} - I_{a\,min}}{4}} = 100\,\frac{I_{a\,max} + I_{a\,min} - 2\,I_{a0}}{1{,}41\,(I_2 - I_3) + I_{a\,max} - I_{a\,min}}$$

$$d_3 = 100\,\frac{I_{a\,max} - I_{a\,min} - 2\left(\dfrac{\sqrt{2}\,(I_2 - I_3) + I_{a\,max} - I_{a\,min}}{4}\right)/2}{\dfrac{\sqrt{2}\,(I_2 - I_3) + I_{a\,max} - I_{a\,min}}{4}} =$$

$$= 100\,\frac{1{,}41\,(I_2 - I_3) - (I_{a\,max} - I_{a\,min})}{1{,}41\,(I_2 - I_3) + I_{a\,max} - I_{a\,min}}$$

in cui I_2 e I_3 rappresentano i valori di corrente anodica, corrispondenti rispettivamente al valore

$$[-V_{g0} + E_g\,(0{,}707)] \qquad \text{e} \qquad [-V_{g0} - E_g\,(0{,}707)]$$

della tensione di griglia, ossia, quando la tensione di griglia E_g raggiunge sia nella semionda positiva che in quella negativa 0,707 il valore max E_g.

La distorsione totale per i pentodi, supponendo trascurabili le armoniche superiori alla terza, vale:

$$d_t = \sqrt{d^2{}_2 + d^2{}_3}.$$

Il rendimento anodico dello stadio, inteso come rapporto fra la potenza trasferita al carico e quella di alimentazione, per quanto riguarda l'amplificatore in esame, non può raggiungere il valore ideale 50%, in quanto i rapporti:

$$\frac{V_{a\,min}}{V_b} \quad \text{e} \quad \frac{I_{a\,min}}{I_{a0}}$$

non tendono a zero. Il valore di questi rapporti è minimo per i pentodi e tetrodi a fascio, i quali hanno le caratteristiche anodiche favorevoli a raggiungere minimi di tensione anodica senza che la corrente anodica abbia a diminuire sensibilmente. Mentre per i triodi il valore dei rapporti anziddetti è maggiore. Quindi, il rendimento anodico oscilla tra il 30 ÷ 45% per i pentodi e tubi a fascio, scendendo al 20 ÷ 40% per i triodi.

È ovvio che a parità di V_{amin} e I_{amin} i rendimenti maggiori si ottengono con tensioni e correnti di alimentazione maggiori. Per contro, maggiore è il rendimento richiesto e maggiore è la distorsione introdotta nel segnale amplificato.

39. **Calcolo di un amplificatore di potenza a triodo e a pentodo.**

L'amplificatore di potenza in classe *A*, lavora nel tratto rettilineo della caratteristica mutua dinamica e il segnale d'entrata non deve far raggiungere al tubo sia la *saturazione* (griglia positiva), sia l'*interdizione* della corrente anodica. Infatti, la corrente anodica non deve annullarsi in quanto l'angolo di circolazione previsto è di 360° ogni periodo, in quanto il segnale d'uscita deve essere identico al segnale d'ingresso. Prendiamo, ora, in esame due tubi diversi: il triodo di potenza 2*A*3 e il tetrodo a fascio 6*AQ*5, le cui caratteristiche anodiche, fornite dal costruttore, sono rap-

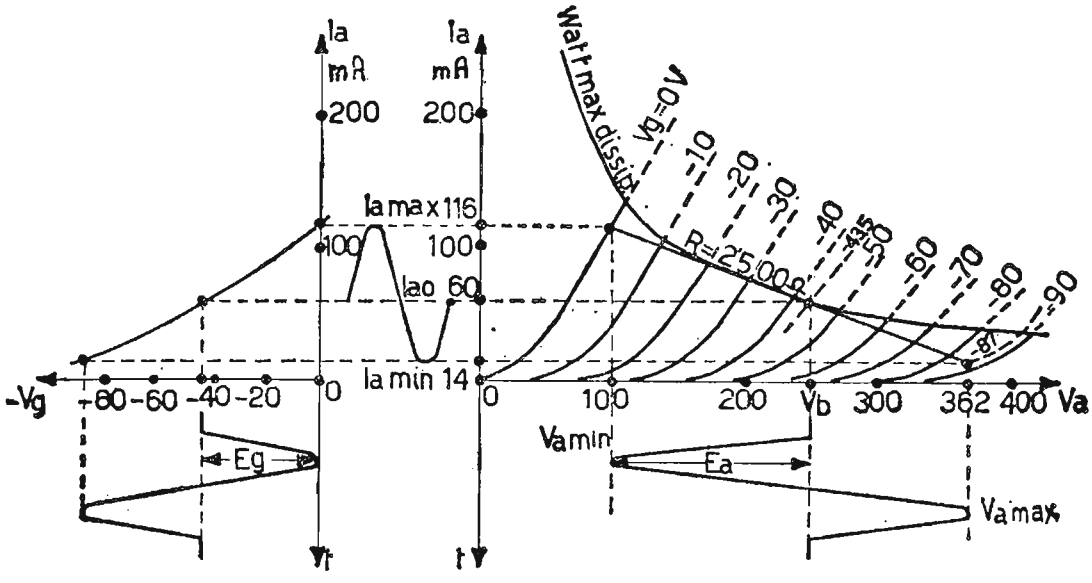


Fig. 134. – Studio grafico dell'amplificatore di potenza con triodo, 2A3.

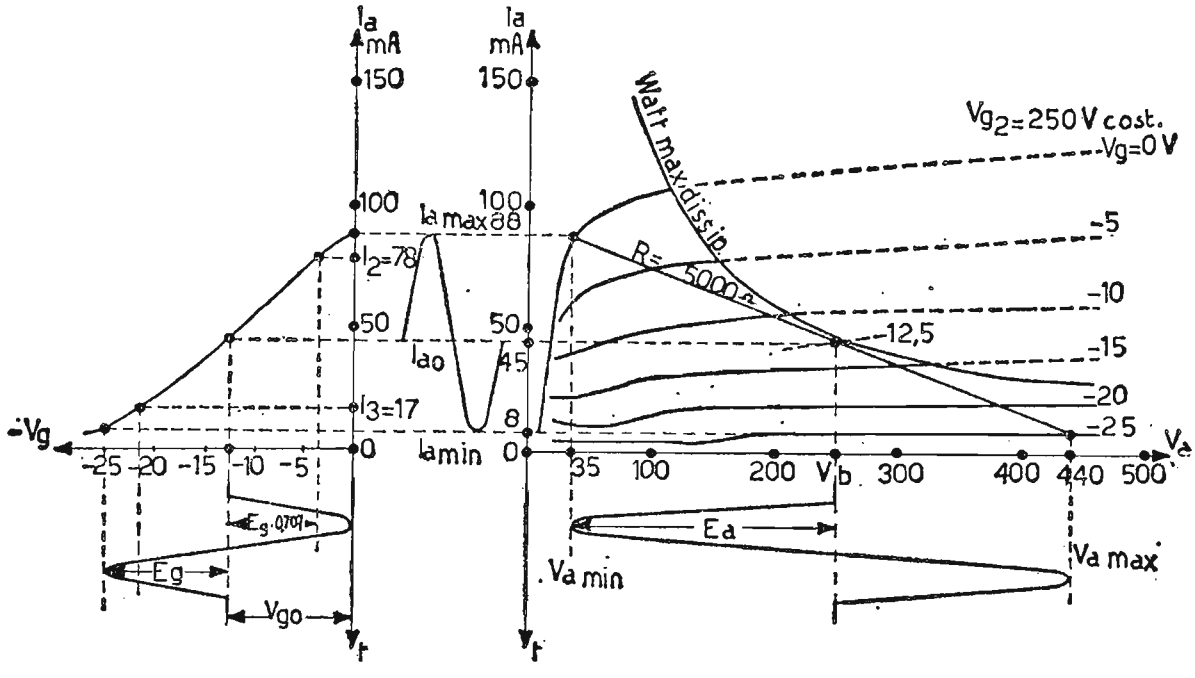


Fig. 135. – Studio grafico dell'amplificatore di potenza con tetrodo a fascio 6AQ5.

presentate nelle figg. 134 - 135, e ci proponiamo di ricavare i dati caratteristici di funzionamento, nell'ipotesi di ottenere la massima potenza d'uscita con la minima distorsione.

Come sappiamo, le caratteristiche anodiche vengono limitate dalla iperbole di massima potenza dissipabile, che è un dato caratteristico per ogni tubo. Questa iperbole ci serve per scegliere, in base all'equidistanza delle caratteristiche stesse il punto di funzionamento più conveniente, affinché il tubo possa lavorare con la massima potenza erogabile. Secondo i dati del costruttore, si è tracciata, sulle caratteristiche anodiche dei due tubi. la retta di carico.

Per il triodo $2A3$ si ottengono le seguenti caratteristiche:

$$E_a = \frac{V_{a\,max} - V_{a\,min}}{2} = \frac{362 - 100}{2} = 131 \text{ volt}$$

$$I_a = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{2} = \frac{(108 - 63) \cdot 10^{-3}}{2} = 51 \cdot 10^{-3} \text{ amp}$$

$$P_u = \frac{E_a \cdot J_a}{2} = \frac{131 \cdot 51 \cdot 10^{-3}}{2} = 3{,}34 \text{ watt}$$

$$P_{al} = V_b \cdot I_{a0} = 250 \cdot 58 \cdot 10^{-3} = 14{,}5 \text{ watt}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{3{,}34}{14{,}5} = 0{,}23 \quad \text{pari al } 23\%$$

$$d_2 = 100 \cdot \frac{\dfrac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{2} - I_{a0}}{I_{a\,max} - I_{a\,min}} = \frac{\dfrac{116 + 14}{2} - 60}{116 - 14} \cdot 100 =$$

$$= \frac{65 - 60}{102} \cdot 100 \cong 4{,}9\%.$$

Per il tetrodo a fascio $6AQ5$ si ottiene:

$$E_a = \frac{V_{a\,max} - V_{a\,min}}{2} = \frac{440 - 35}{2} = 202{,}5 \text{ volt}$$

$$J_a = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{2} = \frac{(88 - 8) \cdot 10^{-3}}{2} = 40 \cdot 10^{-3} \text{ amp}$$

$$P_u = \frac{E_a \cdot J_a}{2} = \frac{202{,}5 \cdot 40 \cdot 10^{-3}}{2} = 4{,}05 \text{ watt}$$

$$P_{al} = V_b \cdot I_{a0} = 250 \cdot 45 \cdot 10^{-3} = 11{,}2 \text{ watt}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{4{,}05}{11{,}2} = 0{,}36 \quad \text{pari al } 36\%$$

$$d_2 = 100 \cdot \frac{I_{a\,max} + I_{a\,min} - 2\,I_{a0}}{1{,}41\,(I_2 - I_3) + I_{a\,max} - I_{a\,min}} = 100 \cdot \frac{(88 + 8 - 2 \cdot 45) \cdot 10^{-3}}{[1{,}41 \cdot (78 - 17) + 88 - 8] \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 2{,}4\%$$

$$d_3 = 100 \frac{1{,}41\,(I_2 - I_3) - (I_{a\,max} - I_{a\,min})}{1{,}41\,(I_2 - I_3) + I_{a\,max} - I_{a\,min}} =$$

$$= 100 \frac{[1{,}41\,(78-17) - (88-8)] \cdot 10^{-3}}{[1{,}41\,(78-17) + 88-8] \cdot 10^{-3}} \cong 4\%$$

$$d_t = \sqrt{d^2{}_2 + d^2{}_3} = \sqrt{2{,}4^2 + 4^2} = \sqrt{5{,}76 + 16} \cong 4{,}6\%.$$

A titolo d'esempio riportiamo in fig. 136*b*) l'andamento della potenza utile e della distorsione, al variare della resistenza di carico, per il tetrodo a fascio 6*AQ*5.

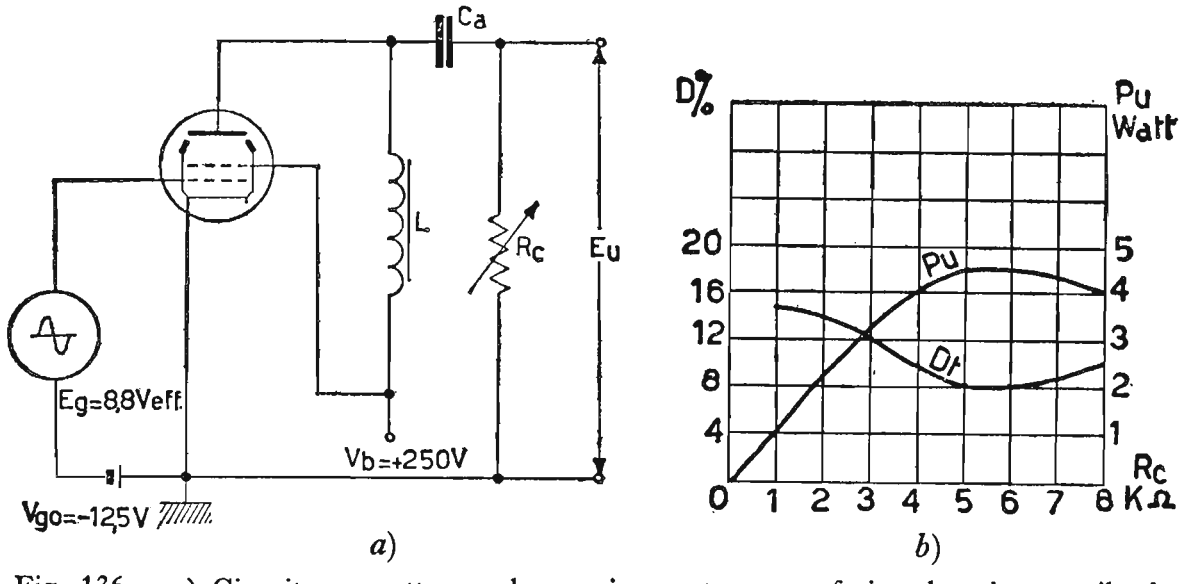


Fig. 136. – *a*) Circuito per ottenere la massima potenza trasferita al carico per il tubo di potenza, 6AQ5; *b*) diagramma della potenza utile e della distorsione totale relativa al tubo 6AQ5 in funzione del carico R_c.

I dati del diagramma sono stati ricavati in base al circuito di fig. 136*a*). In particolare, la P_u è stata ricavata nel seguente modo: eseguito il montaggio di fig. 136*a*) si è mantenuta la E_g di ingresso costantemente a 8,8 volt$_{eff}$ con frequenza acustica sui 1000 *Hz*. Si è variato il carico R_c da 1000 a 8000 Ω, ricavando volta per volta la tensione efficace d'uscita. La P_u corrispondente a ciascun valore del carico vale:

$$P_u = \frac{E^2{}_{u\,eff}}{R_c}.$$

Con i dati ricavati si è poi costruito il diagramma. La resistenza ottima di carico, corrispondente alla minima distorsione, risulta essere: $R_c \cong$ $\cong$ 5000 Ω.

40. Amplificatori di potenza in controfase.

Quando si desidera ottenere una potenza rilevante e una piccola distorsione nel segnale amplificato, si cotruiscono i cosiddetti amplificatori in controfase (o push-pull). Essi sono costituiti da due tubi identici (triodi, pentodi, tetrodi a fascio), montati in modo che le loro griglie controllo ricevano due tensioni di eccitazione E_g *uguali e in opposizione di fase fra di loro.* Le due placche trasferiscono la loro potenza al carico sistemato sul secondario del trasformatore d'uscita, il cui primario è a presa centrale. Le due placche sono collegate agli estremi del primario, mentre nella presa centrale giunge la tensione anodica V_b. Mediante questo circuito, si eliminano, nel segnale amplificato, tutte le *armoniche pari*, si abolisce la magnetizzazione continua del nucleo ferromagnetico del trasformatore d'uscita (presente, invece, negli amplificatori a un solo tubo), in quanto la componente continua della corrente anodica, circolando in un senso e in senso opposto rispettivamente nei due semiavvolgimenti del primario del trasformatore, crea amperspire continue in opposizione, annullandone gli effetti. Inoltre, la sorgente di tensione continua e i catodi delle valvole, sono percorsi dalla sola componente continua $2\ I_{a0}$, in quanto le componenti alternative, circolando in opposizione di fase fra loro si elidono a vicenda; per questo comportamento è possibile eliminare il condensatore del gruppo di autopolarizzazione catodica, senza introdurre fenomeni di controreazione. Siccome, la disposizione in controfase annulla le *armoniche pari* del segnale amplificato, mentre quelle di *ordine dispari* rimangono inalterate, questo circuito ben si presta per impiegare triodi, i quali, come abbiamo constatato, introducono nel segnale distorsione dovuta alle sole armoniche pari. Quindi, un amplificatore in controfase, costruito con triodi, purché ben bilanciato, è praticamente esente da *distorsione armonica* e viene impiegato negli amplificatori ad *alta fedeltà.* Unico inconveniente è il basso rendimento anodico rispetto ai tetrodi a fascio e ai pentodi, i quali, però, mantengono la distorsione dovuta alle armoniche dispari, come è loro caratteristica.

Un lieve miglioramento nella fedeltà si ottiene, impiegando anziché pentodi, tetrodi a fascio, perché introducono nel segnale amplificato un tasso minore di armoniche dispari. Per i circuiti in push-pull esistono tre classi fondamentali di lavoro, ossia le classi: *A*, *B*, *AB*.

Nella classe *AB* si possono realizzare due sottoclassi e, precisamente AB_1 e AB_2 intendo con la prima assenza di griglia positiva in regime dinamico, mentre nella seconda il segnale E_g può raggiungere punte positive di griglia.

41. Controfase in classe *A*.

Nella fig. 137 è rappresentato lo schema di principio di un amplificatore in controfase in classe *A*.

I triodi 1 e 2 sono uguali e alimentati dalle tensioni V_b e V_{go} di valore opportuno da fare funzionare il circuito in classe *A*. Il trasformatore di ingresso provvede, mediante la presa centrale sul suo secondario, a fornire

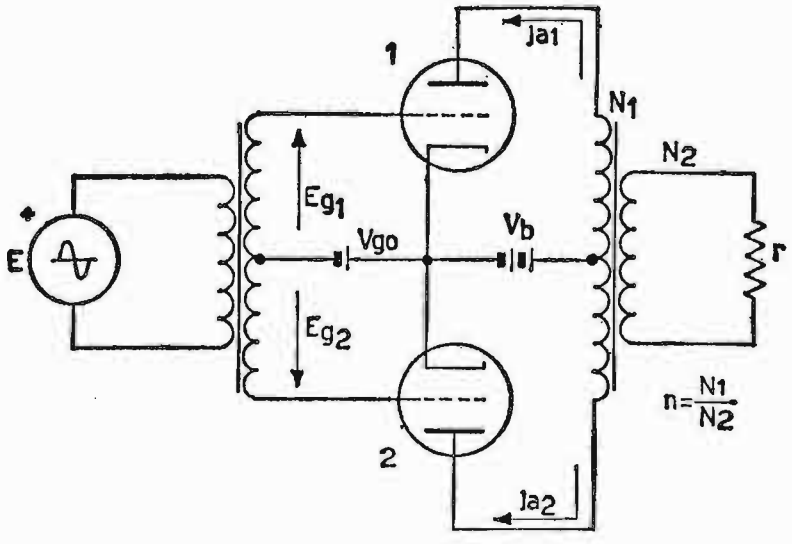


Fig. 137. – Amplificatore di potenza in controfase, lavorante in classe **A**.

le tensioni E_{g1} ed E_{g2} uguali ed in opposizione di fase fra loro. Il trasformatore d'uscita, mediante il primario, permette il collegamento delle placche e della tensione di alimentazione, mentre il carico *r* è collegato al suo secondario. Il rapporto di trasformazione di detto trasformatore, è tale da adattare la resistenza di carico *r* alla resistenza ottima fra placca e placca dei tubi. Come le tensioni di ingresso in griglia, anche le correnti alternate J_{a1} e J_{a2} sono in opposizione di fase, in quanto in ambedue i casi si usufruisce di un trasformatore a presa centrale. In fig. 138 sono rappresentate le condizioni di lavoro dei due triodi, lavoranti in classe *A*.

Per comodità grafica, anziché considerare separatamente ogni tubo, si sono riunite: la caratteristica mutua dinamica del primo triodo con quella identica, ma capovolta del secondo triodo, curando di far coincidere le due tensioni V_{g0}. La tensione eccitatrice E_g fa si che nel carico anodico circolino le correnti J_{a1} e J_{a2} in opposizione di fase fra di loro, per cui, supponendo uguali le due componenti continue $I_{a01} = I_{a02} = I_{a0}$, nel primo tubo la corrente anodica complessiva vale: $I_{a0} + J_{a1}$, mentre nel secondo, essa vale: $I_{a0} - J_{a2}$.

È lecito, (sapendo che nella batteria anodica che congiunge la presa centrale del primario del trasformatore d'uscita ai catodi dei triodi, non

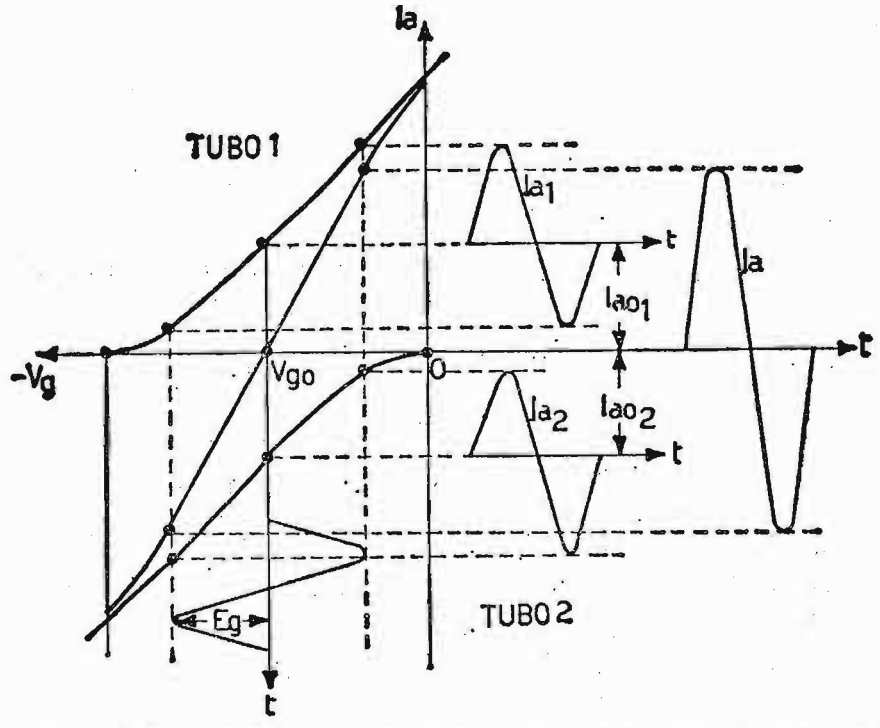


Fig. 138. – Composizione delle caratteristiche mutue dinamiche dei due tubi lavoranti in controfase in classe A. Sono visibili la caratteristica mutua dinamica risultante e la corrente anodica complessiva J_a.

circola corrente alternativa anodica, ma solo la $2\,I_{a0}$, richiesta dai tubi), schematizzare il circuito di fig. 137 in quello più semplice agli effetti delle componenti alternative di fig. 139*a*), *b*). In detta figura il circuito in controfase si comporta complessivamente come un unico tubo, avente resistenza anodica uguale a $2r_a$ ed un coefficiente di amplificazione doppio, considerando r_a e μ i coefficienti relativi ad un solo tubo.

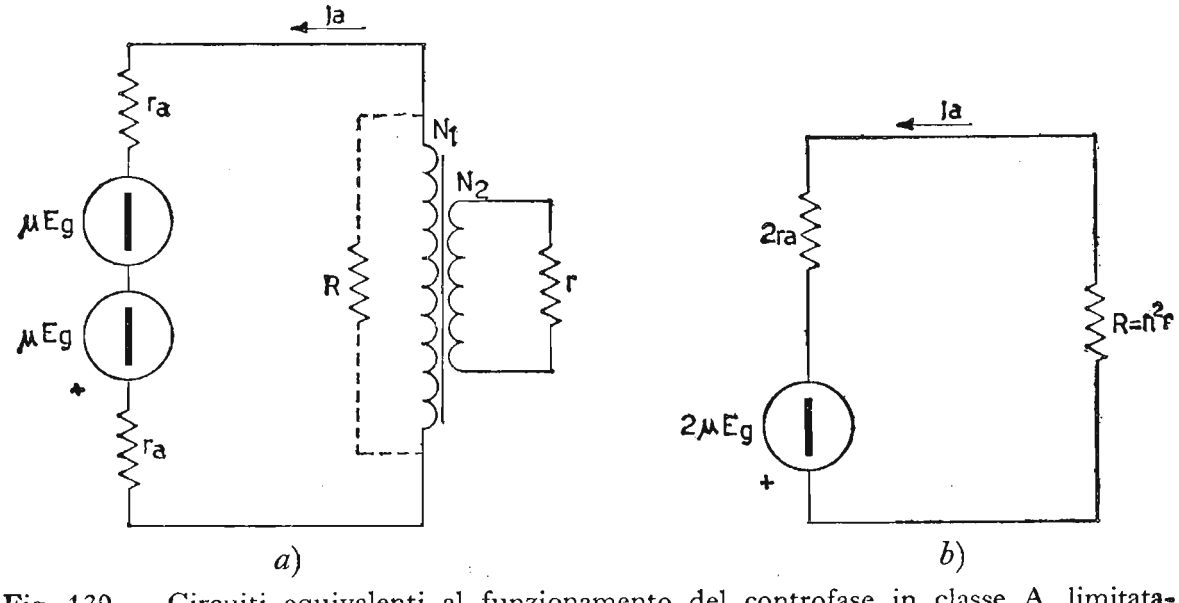


Fig. 139. – Circuiti equivalenti al funzionamento del controfase in classe A, limitatamente alle componenti alternative.

La resistenza R, riflessa in parallelo al primario del trasformatore d'uscita dal carico r collegato al secondario, vale:

$$R = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot r = n^2 r.$$

Siccome i due tubi lavorano contemporaneamente, ciascun tubo deve fornire potenza a metà carico, ossia ad R/2.

La corrente anodica J_a si ricava dal rapporto:

$$J_a = \frac{2\mu E_g}{2r_a + n^2 r}$$

e la potenza di uscita corrispondente, vale:

$$P_u = n^2 r \left(\frac{2\mu E_g}{2r_a + n^2 r}\right)^2.$$

L'espressione della potenza utile ci suggerisce che il suo valore massimo si ottiene, quando si stabilisce: $n^2 r = 2r_a$.

Esercizio. – **Si costruisca, mediante due triodi del tipo** $12AU7$, **un controfase in classe** A, **fig. 140: la resistenza anodica** $r_a = 7000\ \Omega$ **il coefficiente di amplificazione** $\mu = 17$ **e la potenza massima dissipabile = 2,75 watt sono relativi ad un solo tubo. La tensione di alimentazione anodica** $V_b = 250$ **volt, la tensione** $V_{g0} = -8{,}5$ **volt, cui corrisponde una** $I_{a0} = 10{,}5$ **mA,** $E_{g1} = E_{g2} = 8{,}5\ V_{max}$.

Sapendo che il trasformatore d'uscita ha un rapporto di trasformazione $\frac{N_1}{N_2} = 10$ **e che la resistenza di carico sul secondario vale** $290\ \Omega$ **ricavare:**

a) **il valore della resistenza riflessa fra placca e placca, e il valore del carico per ogni tubo;**

b) **la potenza di alimentazione anodica;**

c) **la potenza d'uscita;**

d) **il rendimento anodico;**

e) **la resistenza** R_k **capace di polarizzare le griglie controllo a** $-8{,}5$ **volt.**

a) Resistenza riflessa fra placca e placca:

$$R = n^2 r = 10^2 \cdot 290 = 29 \cdot 10^3\ \Omega,$$

per cui ogni tubo lavora con:

$$\frac{R}{2} = 14.500\ \Omega.$$

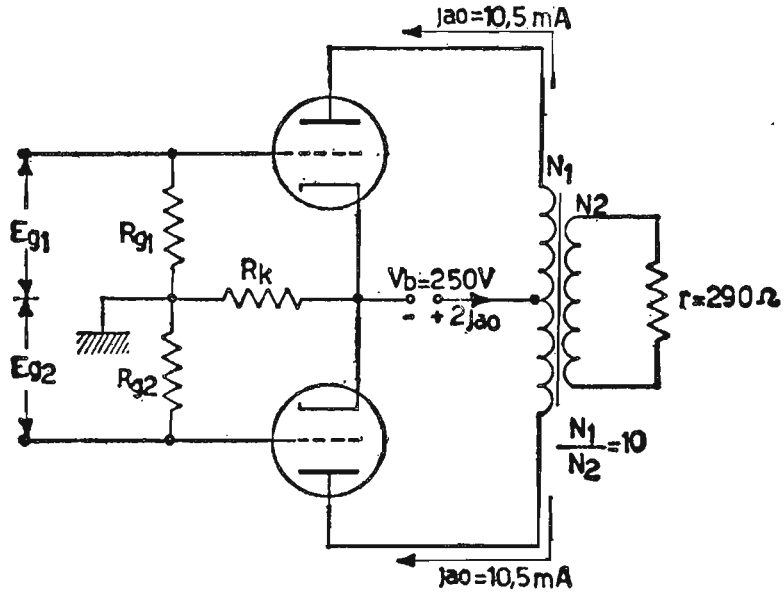


Fig. 140. - Schema del controfase in classe A.

b) Potenza di alimentazione: trascurando la caduta nell'avvolgimento primario, vale:

$$P_{al} = V_b \cdot 2\, I_{a0} = 250 \cdot 2 \cdot 10{,}5 \cdot 10^{-3} = 5{,}25 \text{ watt}$$

leggermente inferiore alla potenza max dissipabile 5,5 watt per i due tubi.

c) Potenza d'uscita:

$$P_u = n^2 r \left(\frac{2\,\mu\, E_g}{2\, r_a + n^2\, r} \right)^2 = 10^2 \cdot 290 \left(\frac{2 \cdot 17 \cdot 8{,}5}{2 \cdot 7700 + 10^2 \cdot 290} \right)^2 =$$

$$= 29 \cdot 10^3 \left(\frac{289}{44{,}4} \cdot 10^{-3} \right)^2 = \frac{2{,}412}{1{,}97} \cong 1{,}22 \text{ watt}$$

d) Rendimento anodico:

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{1{,}22}{5{,}25} \cong 0{,}232 \qquad \text{pari al } 23{,}2\%$$

e) Resistenza di autopolarizzazione catodica:
dalla:

$$V_k = R_k \cdot 2\, I_{a0}$$

si ha:

$$R_k = \frac{V_k}{2\, I_{a0}} = \frac{8{,}5}{2 \cdot 10{,}5 \cdot 10^{-3}} = \frac{8{,}5}{21} \cdot 10^3 \cong 405\ \Omega$$

42. Controfase in classe *B*.

Lo schema del circuito di questo amplificatore è identico a quello del controfase in classe *A*, con la variante che questo in classe *B* ha le griglie dei tubi polarizzate verso l'interdizione della corrente anodica. Nel controfase in classe *B*, in assenza di segnale d'ingresso E_g, la corrente anodica di riposo è praticamente trascurabile e, quindi, è piccola la potenza che i tubi debbono dissipare. In presenza di segnale, durante la semionda positiva lavora un tubo e l'altro rimane interdetto, mentre per la semionda negativa i compiti si invertono: è il secondo tubo a funzionare e il primo resta interdetto. La fig. 141 mostra la caratteristica mutua dinamica, risultante dalle singole mutue dei due tubi, lavoranti in classe *B*. In essa è evidente quanto è stato suesposto, ossia, l'avvicendarsi del primo e del secondo tubo per le semionde: positive e negative del segnale d'ingresso. Il giusto punto di polarizzazione V_{go} è quello ottenuto sull'asse delle V_g, prolungando idealmente il tratto rettilineo della caratteristica mutua dinamica di ogni tubo, facendo così coincidere la caratteristica risultante con una retta. Le due semionde della corrente anodica si ricompongono nel trasformatore di uscita, ottenendo un segnale amplificato esattamente uguale a quello di eccitazione in griglia. Il carico anodico *R*, riflesso fra placca e placca, che sappiamo valere $R = n^2 r$ e che nel controfase in classe *A* si distribuisce metà per un tubo e metà

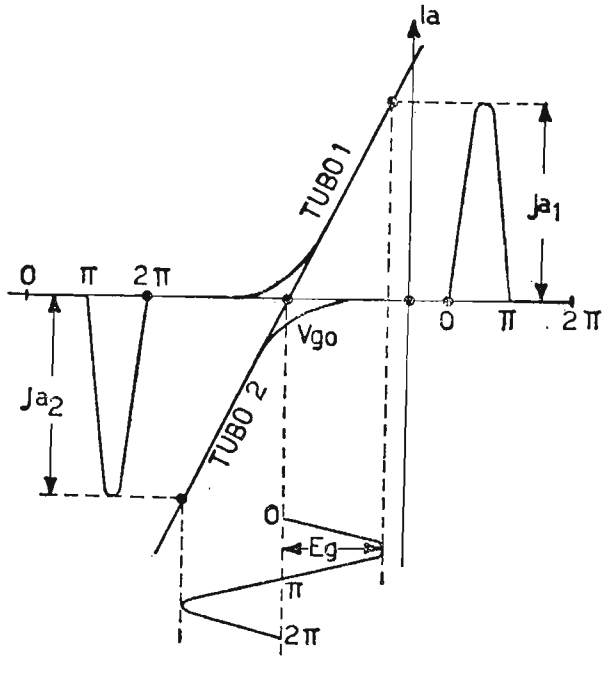


Fig. 141. – Caratteristiche di funzionamento dell'amplificatore di potenza in controfase, lavorante in classe B.

per l'altro, nel controfase in classe B, invece, siccome le griglie controllo vengono polarizzate all'interdizione le valvole devono fornire interamente la potenza utile al carico nel semiperiodo, in cui lavorano, quindi, la resistenza R si riflette, per ciascuna valvola, come $R/4$. Infatti, il rapporto

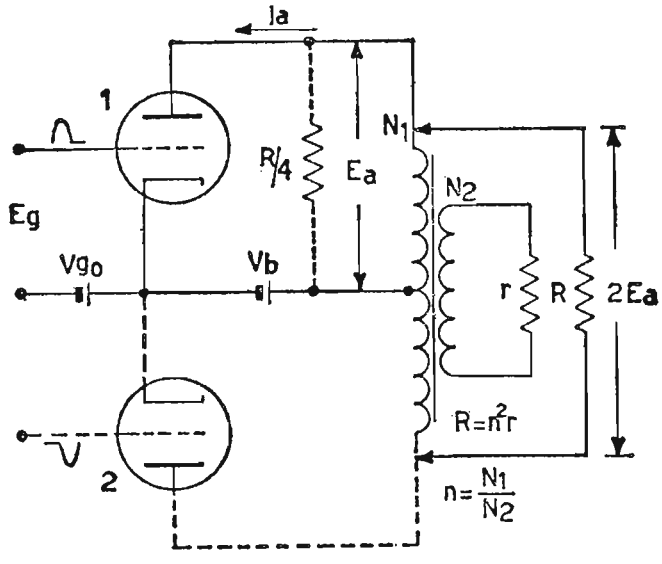


Fig. 142. – Istante, in cui nel controfase in classe B, lavora il tubo 1.

di trasformazione fra l'avvolgimento ai capi del tubo e l'intero primario vale 1 : 2 e, quindi, R riflessa per un tubo vale:

$$\frac{R}{n^2} = \frac{R}{4}$$

La fig. 142 mostra la situazione nel controfase durante il semiperiodo in cui lavora il tubo 1. La tensione anodica E_a fornita dal tubo funzionante diventa $2E_a$ ai capi dell'intero primario, in quanto la metà inattiva del primario, interessata dallo stesso flusso di E_a, si improvvisa come un autotrasformatore. Per calcolare la potenza di alimentazione, quella utile e, quindi, il rendimento anodico si può considerare un solo tubo lavorante metà periodo. La fig. 143 rappresenta un tubo lavorante in classe B, dove per comodità si è disegnata la caratteristica mutua dinamica rettilinea. In presenza di segnale d'in-

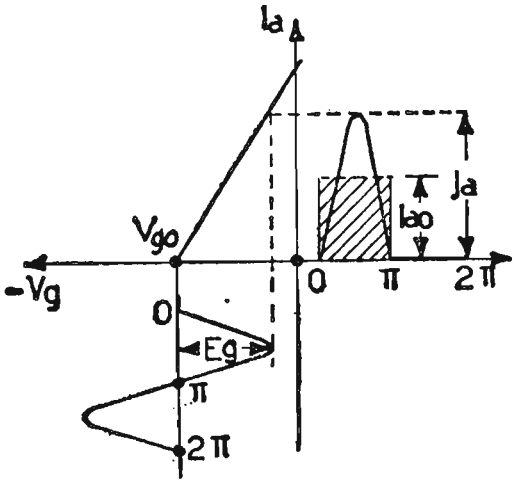


Fig. 143. – Amplificatore funzionante in classe B. Valore massimo J_a e valore medio I_{ao} della corrente anodica.

gresso sinusoidale, la corrente anodica media I_{a0}, che scorre nel circuito di placca e che l'alimentatore anodico deve fornire, vale:

$$I_{a0} = 2\frac{J_a}{\pi} = 0{,}636 J_a$$

per cui la potenza di alimentazione, diventa:

$$P_{al} = V_b \cdot I_{a0} = V_b \cdot \frac{2J_a}{\pi}$$

la potenza utile fornita dal tubo al carico equivalente $R/4$, vale:

$$P_u = \frac{R}{4} \cdot \frac{1}{2} J^2_a = \frac{1}{8} R J^2_a = \frac{1}{2} E_a J_a$$

eguagliando, ora, le due ultime relazioni della potenza utile, ricaviamo la resistenza ottima da porre fra placca e placca, ossia:

$$\frac{1}{8} R J^2_a = \frac{1}{2} E_a J_a; \qquad R = \frac{4 E_a}{J_a}$$

ricordando, poi, dal paragrafo n. 25 riguardante gli amplificatori di potenza che:

$$E_a = V_b \left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_b}\right),$$

la resistenza vale, anche:

$$R = \frac{4 V_b}{J_a}\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_b}\right)$$

il rendimento anodico vale, allora:

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{\frac{1}{2} E_a J_a}{\frac{2}{\pi} V_b J_a} = \frac{\pi}{4}\frac{E_a}{V_b} = \frac{\pi}{4}\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_b}\right)$$

Se fosse verificata la condizione:

$$E_a = V_b$$

cioè:

$$\left(\frac{V_{a\,min}}{V_b} = 0\right)$$

il rendimento anodico varrebbe:

$$\frac{\pi}{4} = 0{,}785$$

pari al 78,5%; in pratica ciò non è possibile ottenere e ci si accontenterà di un rendimento massimo, che si aggira intorno al 50 ÷ 70%.

Per il controfase in classe *B* si possono impiegare indifferentemente tetrodi a fascio (o pentodi) e triodi.

Mentre per i primi le caratteristiche anodiche sono favorevoli ad ottenere elevati rendimenti anodici, senza raggiungere tensioni positive di griglia, per cui come circuito pilota è sufficiente un semplice *amplificatore di tensione*, per i triodi, invece, se si desiderano rendimenti anodici elevati è bene far raggiungere alle griglie potenziali positivi e, quindi lo stadio pilota, deve essere un *amplificatore di potenza*. Per un regime *B* puro, se le valvole non sono espressamente costruite per lavorare con polarizzazione $V_{g0} = 0$ (tipo 6*N*7 con $V_b = 300\ V$), viene stabilita la polarizzazione V_{g0} fissa, prelevando, ad esempio, la tensione negativa occorrente dal negativo generale dell'alimentatore anodico (ai capi della resistenza collegata fra il centro del secondario di alta tensione e massa). Questo, in quanto la componente continua della corrente anodica è funzione dell'ampiezza del segnale d'ingresso e, quindi, sarebbe impossibile mantenere V_{g0} fisso nel tempo.

Il controfase in classe *B* di rado si impiega come amplificatore di piccole potenze in *BF* (radioricevitori, amplificatori per giradischi) data l'estrema delicatezza della messa a punto. Si impiega sovente invece come amplificatore di *BF* nei circuiti modulatori, nei trasmettitori a modulazione d'ampiezza, dato l'elevato rendimento anodico.

43. **Controfase in classe *AB*.**

Il controfase, lavorante in classe *AB* ha il punto di funzionamento della tensione di griglia, sistemato in una zona intermedia fra le classi *A* e *B*. Esso si comporta come un controfase in classe *A*, per deboli segnali d'ingresso, mentre per ampi segnali di eccitazione i tubi lavorano con le stesse caratteristiche di un classe *B*. Ovviamente il circuito dell'amplificatore è quello classico del controfase in classe *A*, per cui omettiamo lo schema. Nel controfase in classe *AB* l'angolo di circolazione della corrente anodica

si trova intermedio fra gli estremi 180° (classe B pura) e 360° (classe A), di conseguenza, il rendimento anodico oscilla intorno al 40 ÷ 60%.

Per quanto riguarda la distorsione, essa è di molto inferiore a quella introdotta dal classe B puro. Come nel classe B, le griglie dei tubi, specialmente se le valvole impiegate sono triodi, possono essere rese positive, per ottenere dall'amplificatore la massima potenza utile. Per questa ragione come già accennato nelle generalità sui controfase, la classe AB si suddivide in quelle: AB_1, allorché non esiste corrente di griglia dovuta agli estremi del segnale d'ingresso, AB_2, quando è permessa la corrente di griglia controllo. Naturalmente, la tensione positiva di griglia deve contenersi in una frazione della V_{amin} raggiunta dalla corrispondente tensione alternativa anodica, onde evitare, specialmente se pentodi, grande distorsione nel segnale amplificato. Lo stadio pilota di quest'ultima classe deve essere un amplificatore di potenza. La polarizzazione V_{g0} può essere scelta indifferentemente: fissa o automatica.

La polarizzazione fissa è quella più sicura in quanto permette uno sfruttamento più regolare dei tubi dato che il punto di riposo non si sposta in funzione dell'ampiezza del segnale d'ingresso. Nella polarizzazione automatica, invece, in presenza di forti segnali d'ingresso *aumenta il valore medio della componente continua* della corrente anodica e di conseguenza, aumentando la *ddp* ai capi del resistore catodico R_k *si sposta* il punto V_{g0} di riposo. Per ovviare all'eventuale distorsione dovuta all'inevitabile slittamento del punto V_{g0}, si sceglie una resistenza R_k, tale che in assenza di segnale d'ingresso la caduta di potenziale ai suoi capi, dovuta alla sola componente continua di riposo, sia inferiore di V_{g0} e possa raggiungerlo solamente in presenza di massimo segnale d'ingresso. Per contro, aumenterà leggermente la potenza che i tubi debbono dissipare a riposo. La resistenza R, riflessa dal carico fra placca e placca, interesserà ogni singolo tubo come $R/2$ per piccoli segnali d'ingresso (classe A), passando poi gradualmente a $R/4$, allorché, in funzione del segnale d'ingresso, un tubo si interdice (classe B). Il tutto avviene senza che varii la potenza trasferita al carico e senza aumento di distorsione, in quanto la caratteristica mutua dinamica risultante resta rettilinea. Gli amplificatori di potenza in classe AB vengono impiegati, di solito, negli amplificatori per audiofrequenza e nei modulatori dei trasmettitori di potenza media, non presentando difficoltà nella messa a punto della tensione di polarizzazione di griglia.

44. Circuiti per l'eccitazione degli amplificatori in controfase.

In un amplificatore in controfase le griglie controllo dei due tubi impiegati, debbono essere eccitate da due tensioni alternative di uguale ampiezza

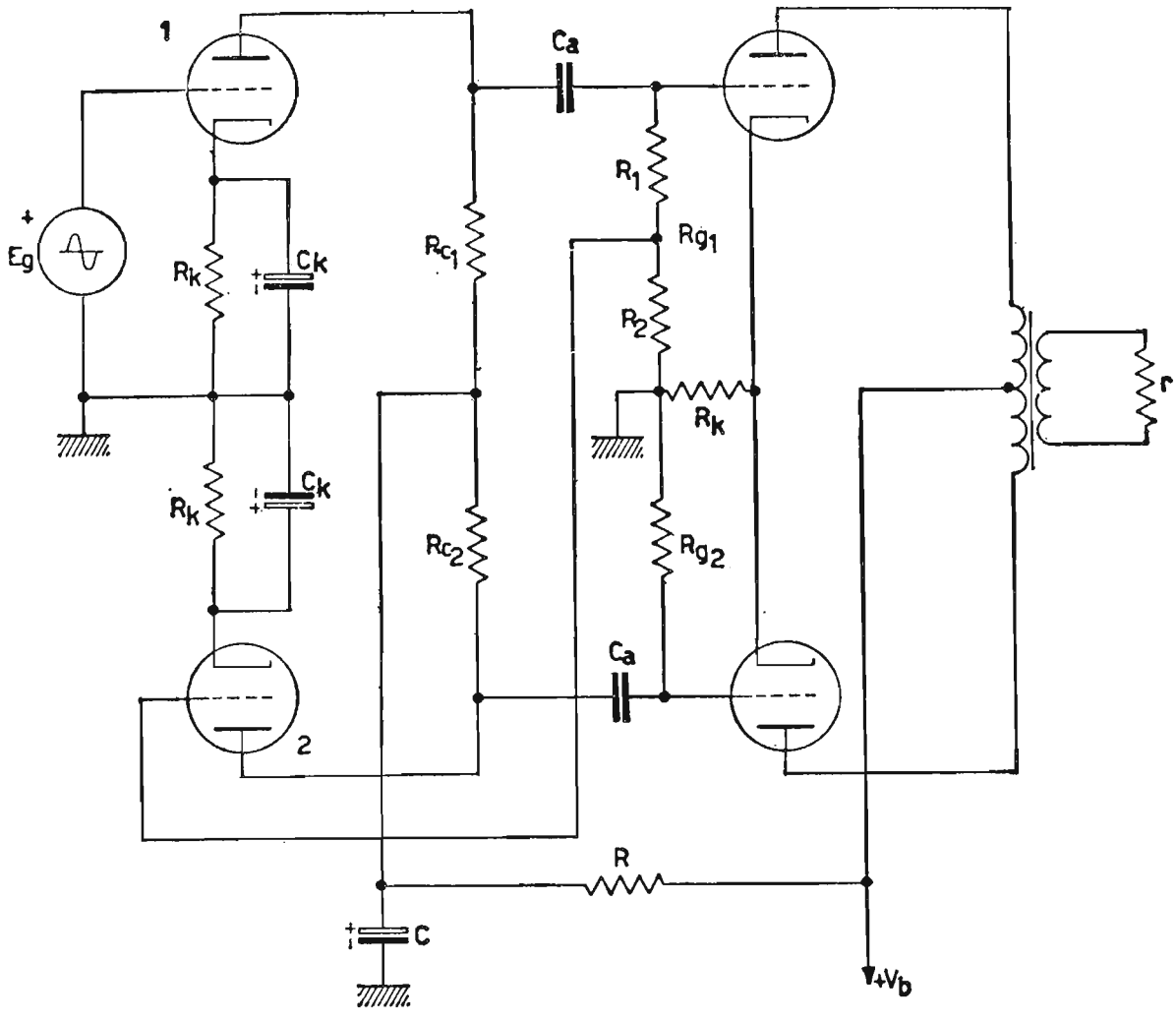


Fig. 144. – Amplificatore di potenza con stadio finale in controfase.

e di fase opposta. Un normale amplificatore di *BF* non fornisce detto segnale se non è opportunamente modificato. Finora abbiamo impiegato un trasformatore intervalvolare posto come carico anodico dello stadio che precede il controfase e avente il secondario a presa centrale. Collegando al potenziale di massa il centro del secondario, agli estremi liberi nascono due tensioni uguali e in opposizione di fase. Questo sistema è ottimo, allorché il controfase richieda potenza dallo stadio pilota, però il trasformatore intervalvolare è costoso e, inoltre ha una gamma di risposta in frequenza molto limitata, per cui, quando è possibile, si impiega per l'inversione di fase, un amplificatore del tipo a resistenza e capacità. In fig. 144 è rappresentato lo schema di un controfase completo dello stadio pilota. L'inversione di fase viene ottenuta nel seguente modo: l'ingresso all'amplificatore è sul tubo 1. Esso provvede all'amplificazione del segnale, per cui la tensione ai capi di R_{c1} e quindi R_{g1} vale A_1E_g ed è sfasata di 180^0 sulla E_g. Ora, prelevando ai capi di R_2 una quantità di segnale esat-

tamente uguale alla E_g d'ingresso, ai capi di R_{c2}, tramite il tubo 2 si ha una tensione uguale a quella ai capi di R_{c1}, ma di fase opposta, capace di pilotare il circuito in controfase. In base al segnale d'ingresso al controfase, si progetterà opportunamente lo stadio invertitore.

Indicando con E_{a1} ed E_{a2} le tensioni ai capi rispettivamente di R_{g1} e R_{g2}, si ha la relazione:

$$E_{a1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} A_2 = E_{a2}$$

avendo posto:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{A_2} \quad \text{ossia} \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot A_2 = 1$$

e indicando con A_2 il guadagno del secondo tubo.

In fig. 145 è rappresentato un altro schema di invertitore, limitatamente al circuito pilota. In esso le tensioni di ingresso alle rispettive griglie dello stadio pilota valgono:

$$(1) \qquad \begin{aligned} E_{g1} &= E_g - R_k (J_{a1} + J_{a2}) \\ E_{g2} &= - R_k (J_{a1} + J_{a2}) \end{aligned}$$

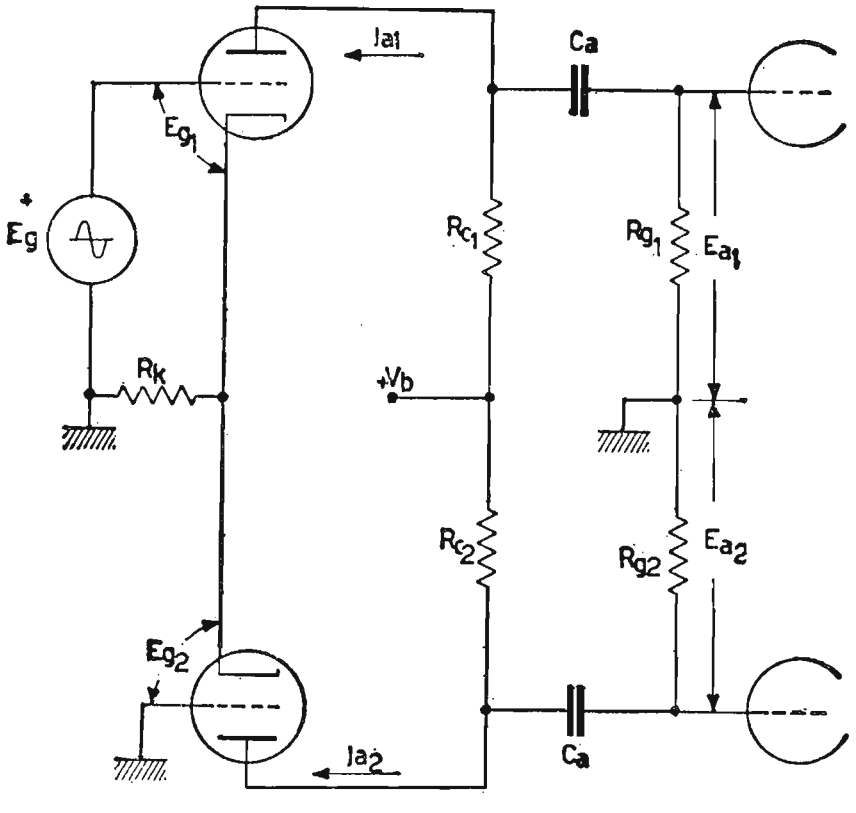


Fig. 145. – Invertitore di fase a due tubi per l'eccitazione di uno stadio in controfase.

Le corrispondenti tensioni che alimentano il circuito differenziale anodico, valgono:

$$(2) \qquad \begin{aligned} \mu E_{g1} &= (r_a + R_{c1} + R_k) J_{a1} + R_k J_{a2} \\ \mu E_{g2} &= (r_a + R_{c2} + R_k) J_{a2} + R_k J_{a1} \end{aligned}$$

Sostituendo nelle (2) ad E_{g1} ed E_{g2} gli equivalenti valori ricavati dalle (1) si ricavano successivamente i valori delle correnti alternative anodiche del primo e del secondo tubo, esse valgono:

$$J_{a1} = \frac{\mu E_g [r_a + R_{c2} + R_k (\mu + 1)]}{[R_{c1} + R_{c2} + 2 r_a] \cdot [1 + R_k (\mu + 1)]}$$

$$J_{a2} = \frac{- \mu E_g R_k (\mu + 1)}{[R_{c1} + R_{c2} + 2 r_a] \cdot [1 + R_k (\mu + 1)]}$$

Quanto è stato ricavato è valido per tubi esattamente uguali. Ci proponiamo, ora, di ricavare come stanno in rapporto fra di loro le tensioni E_{a1} ed E_{a2} e, quindi, le resistenze R_{c1} e R_{c2}, per poter progettare detto invertitore di fase. Le tensioni E_{a1} ed E_{a2}, ossia quelle ai capi del carico anodico, valgono rispettivamente: $E_{a1} = - R_{c1} J_{a1}$ ed $E_{a2} = - R_{c2} J_{a2}$, per cui moltiplicando le espressioni delle J_{a1} e J_{a2} per le singole resistenze di carico e facendo il rapporto fra di loro, otteniamo:

$$(3) \qquad \left| \frac{E_{a1}}{E_{a2}} \right| = \frac{R_{c1} [r_a + R_{c2} + R_k (\mu + 1)]}{R_{c2} R_k (\mu + 1)}$$

L'espressione si semplifica stabilendo $R_{c1} = R_{c2} = R_c$, infatti si ha:

$$\left| \frac{E_{a1}}{E_{a2}} \right| = 1 + \frac{r_a + R_c}{R_k (\mu + 1)}$$

Teoricamente, si ha un esatto bilanciamento fra le tensioni E_{a1} ed E_{a2}, allorché R_k tende ad infinito, infatti, il rapporto fra le tensioni diverrebbe unitario. Non potendoci spingere a questi estremi è sufficiente stabilire $R_c = R_k$ e impiegare tubi a discreto μ. In questo modo possiamo affermare che:

$$R_k (\mu + 1) \gg r_a + R_c$$

Eguagliando a 1 l'espressione (3) si ottiene successivamente:

$$R_{c2}\,R_k\,(\mu+1) = R_{c1}\,[r_a + R_{c2} + R_k\,(\mu+1)]$$

$$\frac{R_{c2}}{R_{c1}} = \frac{r_a + R_{c2} + R_k\,(\mu+1)}{R_k\,(\mu+1)}; \qquad \frac{R_{c2}}{R_{c1}} - \frac{R_{c2}}{R_k\,(\mu+1)} = \frac{r_a + R_k\,(\mu+1)}{R_k\,(\mu+1)};$$

$$R_{c2} = \frac{r_a + R_k\,(\mu+1)}{\dfrac{R_k\,(\mu+1) - R_{c1}}{R_{c1}}}; \qquad \frac{R_{c2}}{R_{c1}} = \frac{r_a + R_k\,(\mu+1)}{R_k\,(\mu+1) - R_{c1}}$$

dividendo numeratore e denominatore per $R_k\,(\mu+1)$ si ha:

$$\frac{R_{c1}}{R_{c2}} = \frac{1 + \dfrac{r_a}{R_k\,(\mu+1)}}{1 - \dfrac{R_{c1}}{R_k\,(\mu+1)}}$$

Per ultimo analizziamo l'invertitore di fase di fig. 146 costituito da un solo triodo. In esso le tensioni alternative E_{a1} ed E_{a2} vengono prelevate rispettivamente sulla placca e sul catodo. Infatti, quando la tensione E_g all'ingresso aumenta positivamente, aumenta la corrente anodica nel tubo, mentre diminuisce la sua tensione anodica. All'aumento della corrente anodica corrisponde un aumento della tensione ai capi della resistenza catodica R_1. Di conseguenza le tensioni prelevate sull'anodo e sul catodo

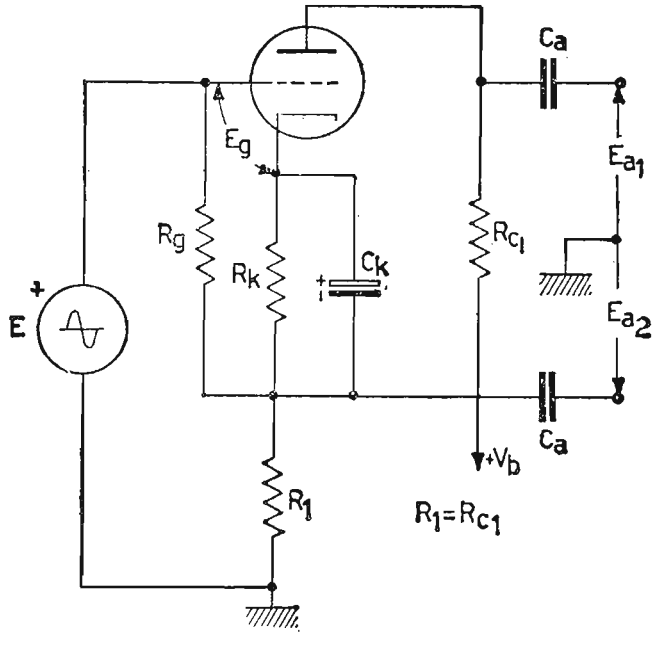


Fig. 146. – Invertitore di fase a un solo tubo per l'eccitazione di uno stadio in controfase.

sono di fase opposta ed eguali se $R_{c1} = R_1 = R$ in quanto sono percorse dalla stessa corrente anodica. Il gruppo R_g, R_k, C_k serve per dare una *polarizzazione base* alla griglia controllo. Ai capi di R manca il condensatore catodico, in quanto se ci fosse porterebbe il catodo a potenziale di massa e, quindi, non potremmo certamente prelevare la tensione E_{a2}.

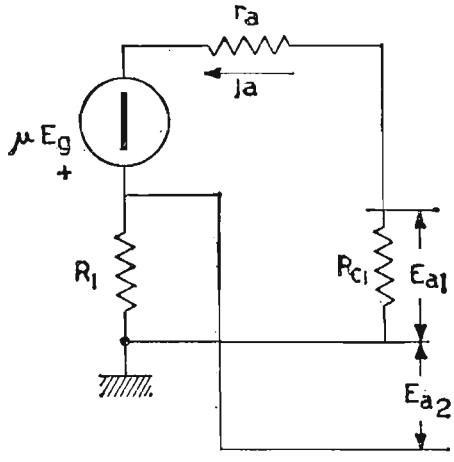


Fig. 147. – Circuito differenziale anodico dell'invertitore di fase ad un solo tubo.

In fig. 147 il circuito differenziale anodico. Come per il ripetitore catodico, la tensione E_g, vale:

$$E_g = E_i - R_k J_a, \qquad \text{(v. pag. 56)}$$

nel circuito in esame sarà:

$$\mu E_g = (r_a + R_{c1} + R_1) \cdot J_a$$

siccome $R_{c1} = R_1 = R$, il guadagno del circuito, vale:

$$A = \frac{E_{a1}}{E} = \frac{E_{a2}}{E} = \frac{\mu \dfrac{R}{r_a + 2R} \cdot E_g}{E_g + R J_a} = \frac{\dfrac{\mu R}{r_a + 2R} E_g}{E_g + R\left(\dfrac{\mu E_g}{r_a + 2R}\right)} =$$

$$= \frac{\mu R}{r_a + 2R + \mu R}$$

ed infine:

$$A = \frac{\mu R}{r_a + R(\mu + 2)} = \frac{\dfrac{\mu R}{(\mu + 2)}}{\dfrac{r_a}{(\mu + 2)} + R}$$

ora, se il coefficiente $\mu \gg 2$ l'espressione dell'amplificazione diventa:

$$A = \frac{R}{R + \frac{r_a}{\mu}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R}}.$$

Questo tipo di invertitore, a differenza degli altri *non amplifica* il segnale d'ingresso E_g, per cui, se il controfase vuole un discreto segnale pilota, qualche decina di volte maggiore di E_g, è bene far precedere l'invertitore da un *amplificatore di tensione.* Attualmente esistono valvole espressamente costruite per simili circuiti, come ad esempio le *ECL*80, *ECL*82 e simili, costituite da un triodo amplificatore di tensione e da un pentodo amplificatore di potenza, ambedue sistemati nella stessa ampolla. Impiegando due valvole di questo tipo si può costruire un circuito amplificatore con le seguenti caratteristiche: i due pentodi impiegati nel controfase, lavorante nella classe desiderata, un triodo impiegato come amplificatore di tensione e l'altro come invertitore elettronico.

45. Controllo del volume e del tono in un amplificatore di *BF*.

a) Controllo di volume. – Gli amplificatori di *BF* sono provvisti di un *regolatore manuale del volume.* Esso permette di dosare la quantità di potenza da inviare all'altoparlante, inoltre, permette agli amplificatori di non lavorare eventualmente, con ampio segnale d'ingresso; l'amplificatore può, in questo caso, provocare anche distorsione nel segnale riprodotto all'uscita. L'elemento impiegato è un *potenziometro* e, data la particolarità dell'orecchio umano, è di tipo *logaritmico.* Il potenziometro ha di solito, per i tubi elettronici, una resistenza complessiva di $0{,}5 \div 1 M\Omega$. Il potenziometro regolatore di volume è ubicato, quasi esclusivamente, all'ingresso dell'amplificatore, per permettere al primo stadio di lavorare con la giusta tensione d'ingresso. Per quanto riguarda, invece, il rumore di fondo sarebbe meglio se il potenziometro fosse collegato verso l'ultimo stadio. La fig. 148 rappresenta il collegamento del potenziometro regolatore di volume, all'ingresso dell'amplificatore.

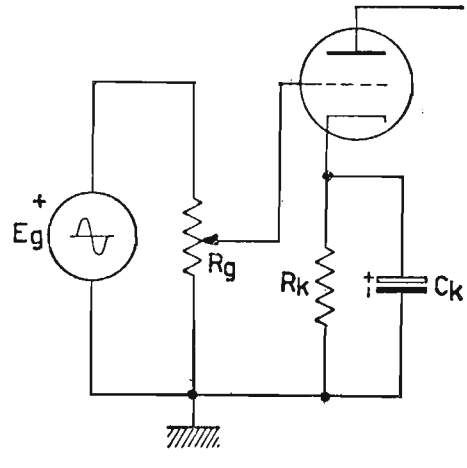


Fig. 148. – Collegamento per ottenere in un amplificatore di BF il controllo del volume (regolazione dell'amplificazione), mediante potenziometro R_g logaritmico.

b) Controllo di tono. – Gli amplifi-

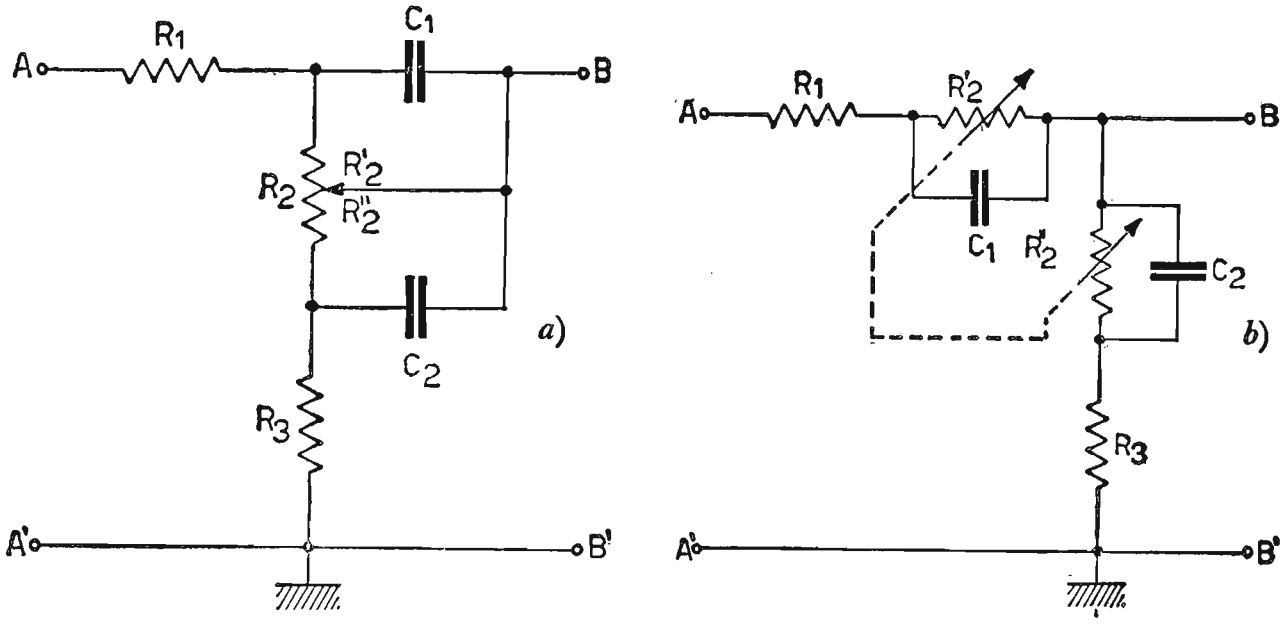


Fig. 149. – Regolatori di tono per i toni bassi della gamma.

catori di bassa frequenza di *alta qualità* sono provvisti, allo scopo di regolare a piacimento il responso del segnale alle varie frequenze, di *regolatori di tono*. Questi regolatori solitamente sono costituiti da *filtri* a resistenza e capacità, introdotti nell'amplificatore e regolabili manualmente

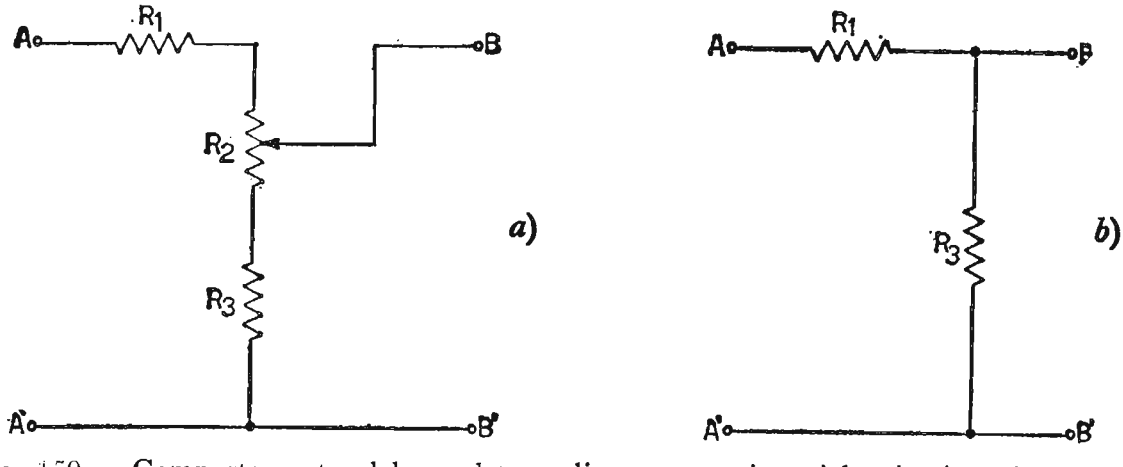


Fig. 150. – Comportamento del regolatore di tono per i toni bassi, rispettivamente: *a)* alle basse frequenze della gamma; *b)* alle alte frequenze della gamma.

mediante potenziometri. I regolatori di tono agiscono ai toni *bassi* e *alti* della gamma con circuiti collegati assieme ed indipendenti fra di loro, per cui la regolazione di uno non influisce in modo apprezzabile sugli effetti dell'altro. La fig. 149*a*) rappresenta lo schema di un tipico regolatore di tono per i toni bassi. Esso viene sistemato all'ingresso dell'amplificatore di *BF* o, se esiste, all'ingresso del preamplificatore. Gli elementi R_1 e R_3, C_1 e C_2 sono fissi e la regolazione viene ottenuta, variando la resistenza R_2.

La fig. 149*b*) rappresenta lo schema di principio di questo regolatore. Per effetto di R_2 si varia il potenziale fra i punti *BB'*, e, quindi, l'ampiezza del segnale d'uscita, mantenendo costante l'impedenza d'ingresso del circuito per il campo dei toni bassi. Alle alte frequenze della gamma, i condensatori C_1 e C_2 assumono un valore di reattanza molto basso, capace di cortocircuitare la resistenza R_2, rendendola inefficace. In fig. 150*a*), *b*) il comportamento del regolatore dei toni bassi, rispettivamente alle basse ed alle alte frequenze della gamma.

Per i toni alti, il regolatore di tono assume l'aspetto di fig. 151*a*) e come il precedente, viene sistemato all'ingresso dell'amplificatore. I componenti R_5 e R_6, C_3 e C_4 sono fissi. La regolazione viene ottenuta variando la resistenza R_4. Anche in questo caso, spostando il cursore, la R_4 assume i valori R'_4 e R''_4, modificando la tensione fra i punti *BB'*, ma lasciando inalterato il valore dell'impedenza d'ingresso del circuito per il campo dei toni alti. In fig. 151*b*) lo schema di principio di questo regolatore. La sua regolazione non interviene ai toni bassi, in quanto la grande reattanza dei condensatori C_3 e C_4 fa sì che il circuito per i toni bassi sia praticamente aperto, ossia corrisponda ad una impedenza infinita. Ai toni alti la bassa reattanza di C_3 e C_4 fa sì che il circuito possa compiere attenuazioni diverse al variare del potenziometro R_4. In fig. 152*a*), *b*) il comportamento del regolatore dei toni alti, rispettivamente alle basse ed alle alte frequenze della

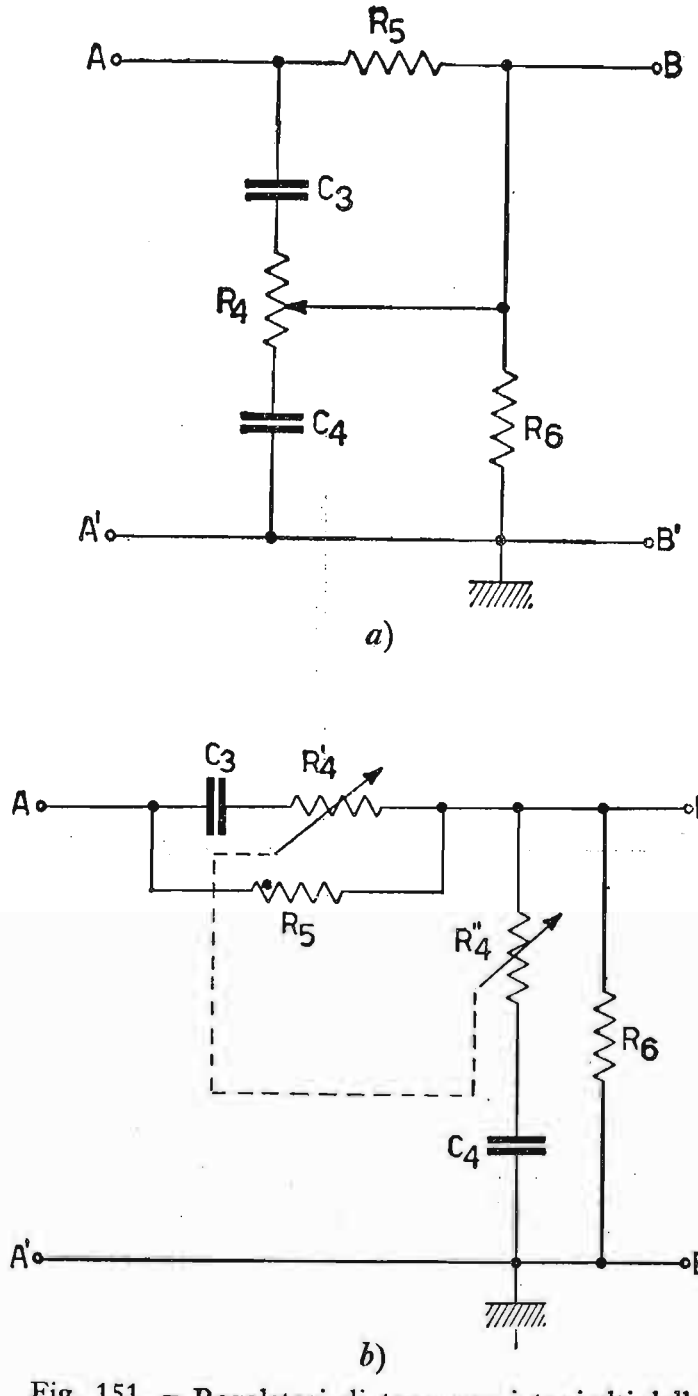


Fig. 151. – Regolatori di tono per i toni alti della gamma.

gamma. In un amplificatore di alta fedeltà i due regolatori di tono sono collegati insieme, in quanto, ciascuno agisce solo nella propria gamma di frequenze.

Lo schema complessivo è quello di fig. 153, dove, per poter unire i due regolatori si sono omesse le resistenze R_5 ed R_6, in quanto superflue nel circuito. I criteri di progetto sono alquanto complessi, per cui ci limitiamo a fornire i valori di massima che tali componenti possono assumere nel

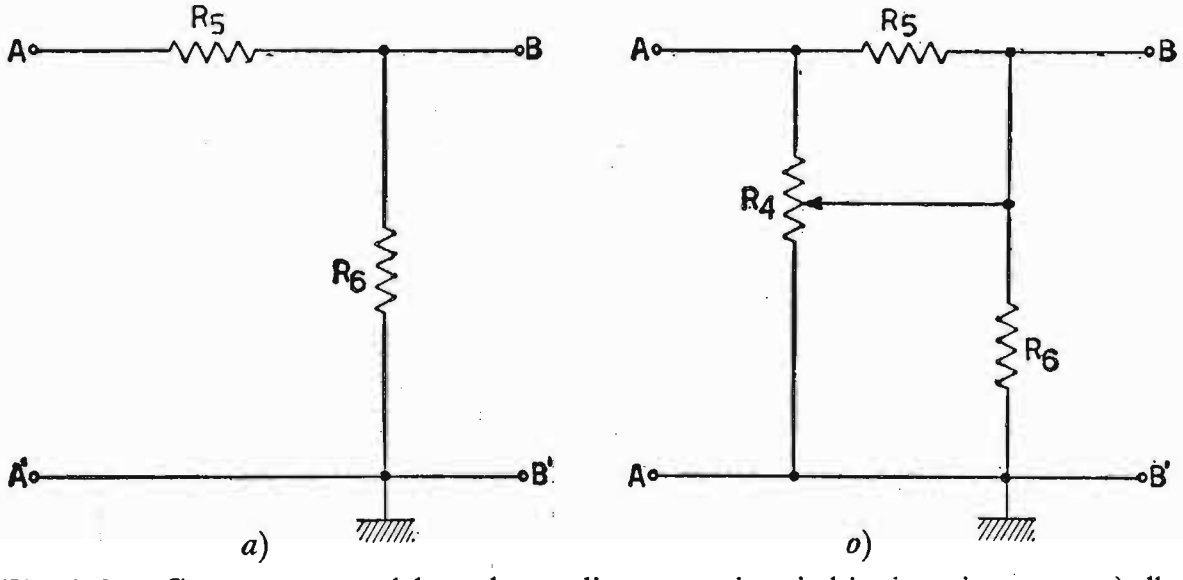


Fig. 152. – Comportamento del regolatore di tono per i toni alti, rispettivamente: *a*) alle basse frequenze della gamma; *b*) alle alte frequenze della gamma.

campo di frequenze acustiche da $20Hz$ a $20KHz$. Essi sono stati ricavati in modo da provocare alle frequenze estreme, rispetto una frequenza media acustica di $800 \div 1000Hz$, un'esaltazione e una depressione relativa a $\pm 20dB$ in rapporto tensioni. Sono allora:

$$R_2 = R_4 = 1\ M\Omega; \qquad R_1 = 0{,}1\ M\Omega, \quad R_3 = 10\ K\Omega \qquad \left(\frac{R_1}{R_3} \cong 10\right);$$

$$C_1 = 2\ nF, \quad C_2 = 20\ nF \quad \left(\frac{C_2}{C_1} \cong 10\right); \qquad C_3 = 1{,}5\ nF, \quad C_4 = 10\ nF$$

$$\left(\frac{C_4}{C_3} \text{ da } 7 \div 10\right).$$

Riportiamo per ultimo in fig. 154 lo schema di un amplificatore di discreta qualità, il quale impiega come regolatore di tono e di volume un circuito analogo a quelli studiati precedentemente. L'amplificatore impiega il pentodo *EF*86, come preamplificatore di tensione, il doppio triodo *ECC*83,

come amplificatore ed invertitore elettronico e due pentodi *EL*84, come amplificatori di potenza in controfase. È prevista controreazione dal secondario del trasformatore d'uscita al catodo del primo tubo. Per quanto riguarda la riproduzione del segnale, si può ottenere un ottimo risultato, impiegando un mobile del tipo « Bass-Reflex » e collegando nell'interno più altoparlanti con caratteristiche diverse, adatti, cioè, a riprodurre ciascuno o i toni bassi, o i toni medi o i toni alti della gamma. Un sistema di filtri seleziona il segnale nelle varie porzioni suaccennate, incanalando ciascun settore di frequenza nell'altoparlante più adatto. Nella fig. 155*a*), *b*) sono rappresentati due sistemi diversi per la riproduzione del segnale. Il primo impiega due altoparlanti collegati ciascuno al proprio filtro, e precisamente: l'altoparlante collegato al filtro passa-basso è sollecitato dai toni bassi del segnale e viene denominato « *woofer* »; quello collegato al filtro passa-alto è sollecitato dai toni alti del segnale e viene denominato

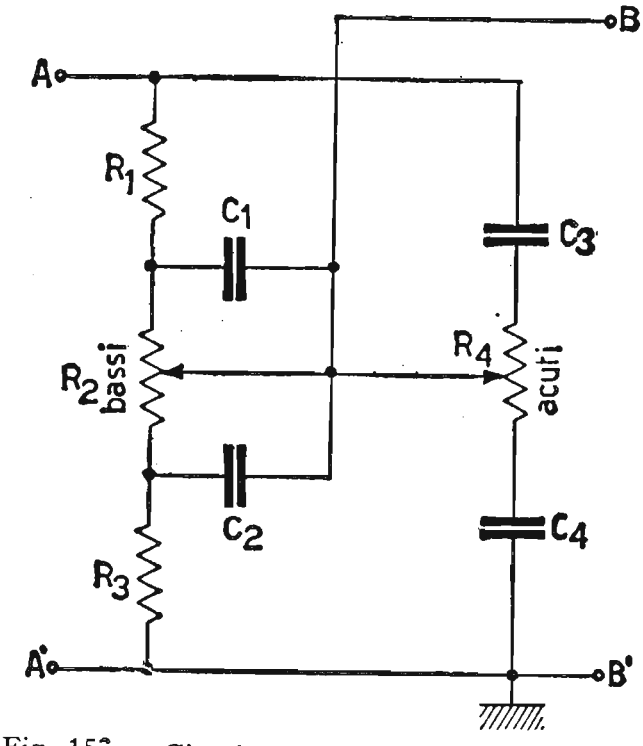


Fig. 153. – Circuito complessivo per la regolazione dei toni bassi ed alti della gamma, con azione fra loro indipendente.

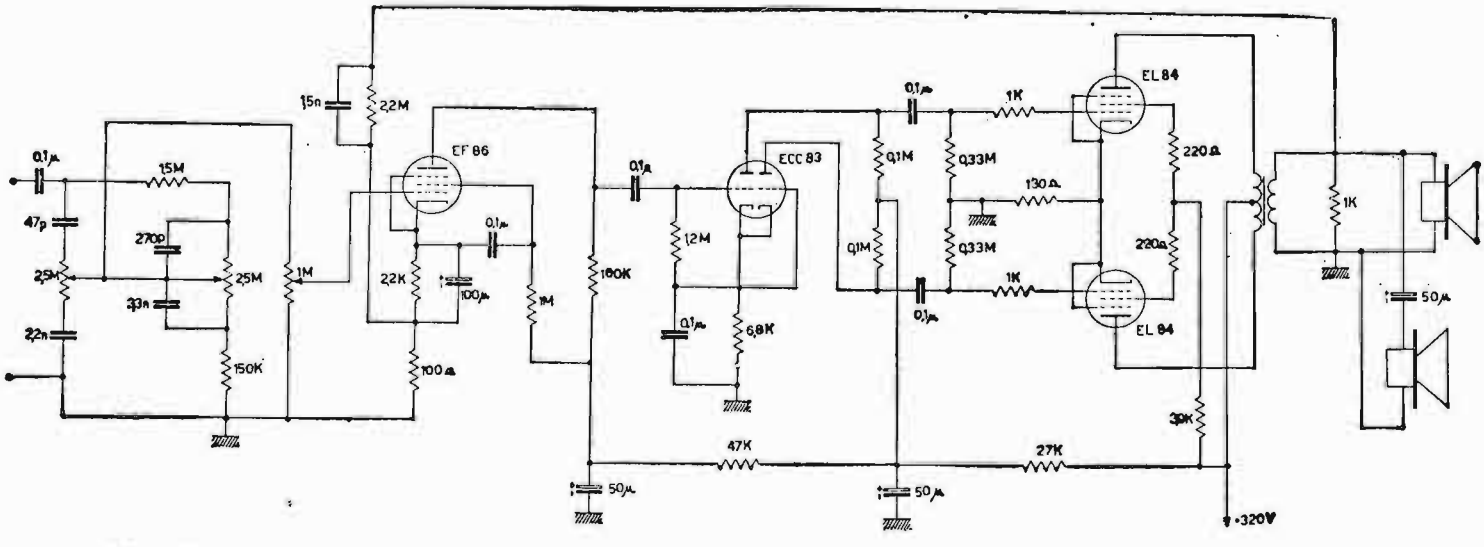


Fig. 154. – Schema completo di un amplificatore di alta fedeltà, con previsti regolatori dei toni alti e bassi della gamma.

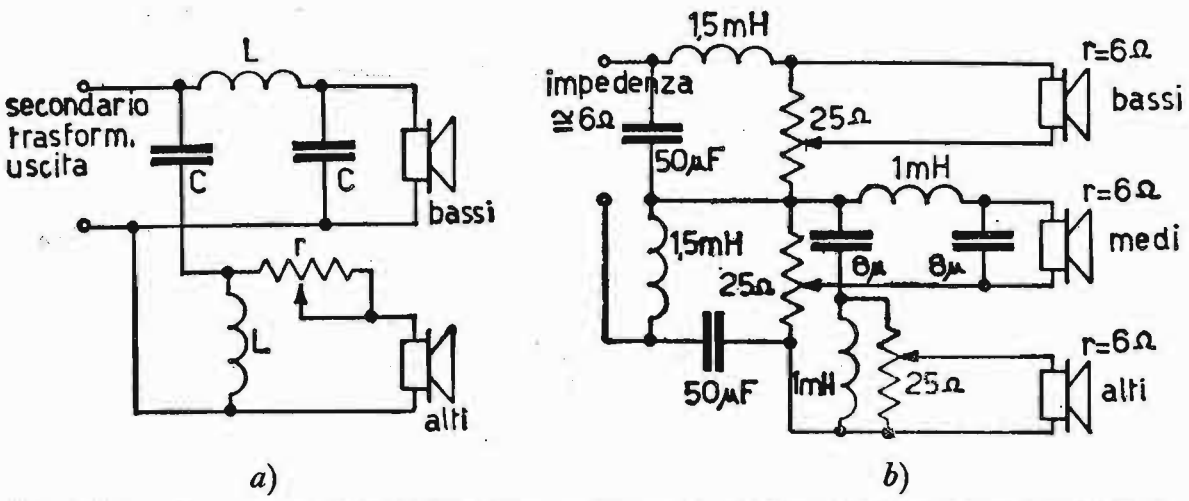


Fig. 155. – Esempi di filtri passa-basso e passa-alto collegati rispettivamente agli altoparlanti « woofer » e « tweeter », sistemati possibilmente in un mobile « bass-reflex », per migliorare l'audizione.

«*tweeter*». In *b*) è rappresentato un altro sistema più complesso, il quale impiega tre altoparlanti, in modo da frazionare maggiormente il segnale ed ottenere una riproduzione più fedele di quella ottenuta nel caso *a*).

CAPITOLO VIII

AMPLIFICATORI A TRANSISTORI PER SEGNALI FORTI IN B. F.

Generalità.

Di seguito agli amplificatori di tensione ad audiofrequenza sono previsti, anche per i transistori, gli amplificatori di potenza, i quali debbono a loro volta trasferire la massima potenza, compatibile con la minima distorsione, ad un carico costituito solitamente da un altoparlante. Mentre i primi stadi di amplificazione, che precedono gli amplificatori di potenza, essendo interessati da segnali deboli, possono essere isolati con circuiti equivalenti ben definiti e secondo parametri h, Y (od altri che in questo volume non abbiamo trattato) costanti, la stessa cosa non è del tutto fattibile per gli amplificatori di potenza, nei quali il transistore viene sfruttato al massimo delle sue possibilità. Infatti, quando il livello del segnale eccitatore dà luogo a grandi variazioni attorno al punto di lavoro, occorre risolvere il circuito, mediante procedimenti grafici. Prima di addentrarci allo studio degli amplificatori di potenza a transistori, è bene fare talune considerazioni sulle limitazioni fisiche da prevedere per il transistore circa la tensione, la corrente e la potenza. Per quanto riguarda la limitazione della tensione (e quindi della corrente) essa va applicata alla giunzione base-collettore. Tale giunzione nel transistore è sottoposta alla più alta tensione inversa. La tensione inversa limite viene definita anche tensione di Zener. Quando la tensione applicata alla giunzione base-collettore raggiunge il valore di Zener cessa l'effetto transistore ed una notevole corrente circola fra i due semiconduttori, che formano la giunzione considerata. Di conseguenza, durante il funzionamento non ci si deve avvicinare e tanto meno raggiungere, per l'integrità del transistore stesso, tali valori di tensione. La limitazione della potenza è anch'essa cosa importante. Infatti, un aumento della potenza fornita al transistore produce un aumento di temperatura nel transistore stesso. Essa, come si ricorderà, dà luogo ad un aumento

disordinato della corrente inversa di saturazione con le conseguenze già note. Siccome le variazioni di temperatura influenzano il funzionamento del transistore, se durante il funzionamento la temperatura sale, si cerca di aumentare la possibilità di smaltimento del calore nel transistore, convogliando parte dell'energia termica verso l'ambiente esterno con l'ausilio di *radiatori* o di *alette refrigeranti*. La costruzione stessa dei transistori di potenza favorisce lo smaltimento di calore, in quanto, l'involucro esterno metallico, di dimensioni proporzionate alla potenza del transistore è collegato direttamente al collettore. In conclusione, ogni transistore (così come ogni tubo elettronico) ha un determinato valore della potenza che esso può dissipare nelle condizioni normali di funzionamento, in modo da non fare salire la temperatura di giunzione, ad esempio oltre i 25° C. Però, se determinate condizioni di funzionamento danno luogo ad un aumento di temperatura, tale aumento può essere annullato quasi completamente, equipaggiando il transistore con le sopraccitate alette refrigeranti. Gli amplificatori di potenza (o per segnali forti) a transistori trasferiscono, di solito, la loro potenza all'utilizzatore, mediante un trasformatore con adatto rapporto di trasformazione. In questo modo, quasi tutta la tensione continua V_{CE} giunge sul collettore. Gli amplificatori di potenza a transistori possono funzionare in classe A ad uno stadio o in controfase e in classe B in controfase.

Siccome gli amplificatori ad alta fedeltà abbisognerebbero per la loro costruzione di trasformatori veramente fedeli e quindi molto costosi, specialmente quello d'uscita, si è escogitato un sistema che elimina tali trasformatori, impiegando *transistori a simmetria complementare*. Studieremo successivamente tali circuiti.

46. **Amplificatori di potenza in classe A.**

Il circuito di fig. 156 rappresenta un tipico amplificatore di potenza in classe A. Il segnale d'ingresso viene fornito mediante un trasformatore di BF. La stabilizzazione realizzata mediante il solo gruppo R_eC_e è insufficiente per questi amplificatori, per cui si modifica anche la struttura del partitore R_1R_2, che stabilisce la giusta tensione V_{BE}. Infatti, la resistenza R_2 è un termistore NTC (Negative Temperature Coefficient) con la proprietà di essere sensibile alla temperatura, ossia decresce il suo valore al crescere della temperatura, in modo da rendere la corrente di collettore stabile contro le variazioni di temperatura. Alla base giunge la tensione V_{BE}, in serie al segnale e_i e non in parallelo come negli amplificatori per piccoli segnali, mediante il secondario del trasformatore T_1. Quest'ultimo deve adattare la resistenza interna del generatore alla bassa resistenza d'en-

trata del transistore. I condensatori C e C_e di elevata capacità servono a cortocircuitare il segnale alternativo presente ai capi delle resistenze alle quali sono collegati. Per la loro specifica funzione, essi vengono denominati « by-pass ». Il partitore R_1R_2 provvede alla giusta V_{BE}. Infine, il trasformatore d'uscita T_2, fortemente in discesa adatta la bassa resistenza r (dellaltoparlante) alla resistenza ottima di carico del transistore di potenza.

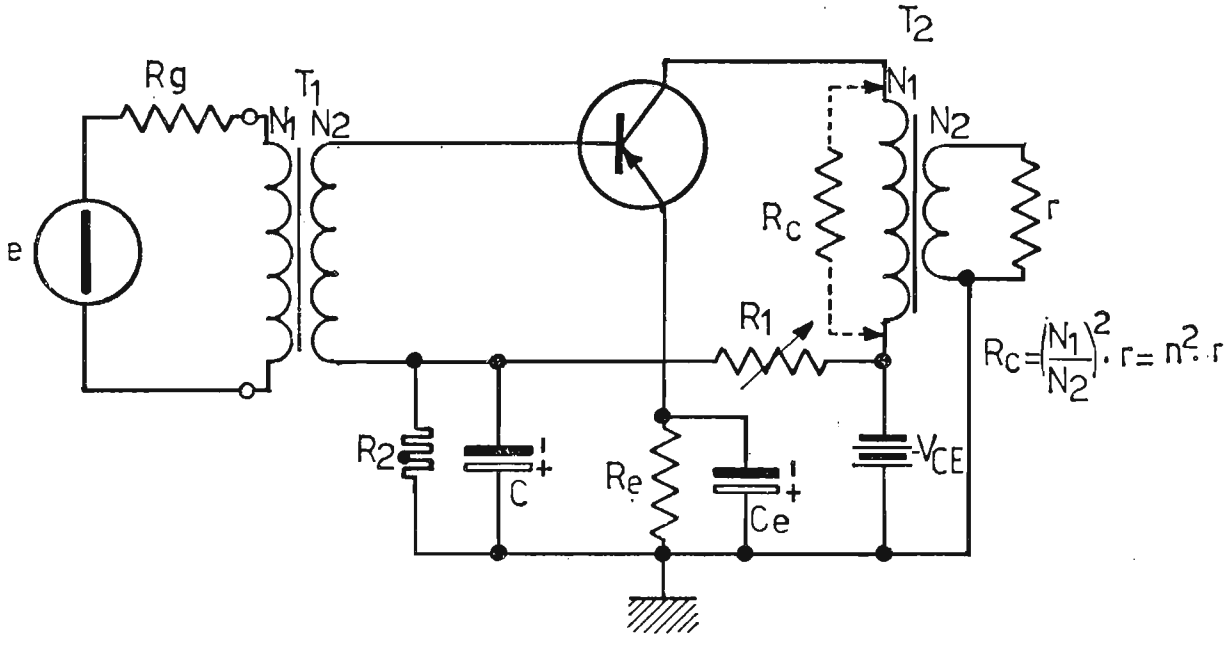


Fig. 156. – Amplificatore di potenza a transistori ad un solo stadio in classe A.

In fig. 157 sono riportate le caratteristiche di uscita del transistore. Si hanno, allora, successivamente:

1) valore della componente alternata E_c:

$$E_c = V_{CE} - V_{C\,min} = V_{CE}\left(1 - \frac{V_{C\,min}}{V_{CE}}\right);$$

2) valore della componente alternata J_c

$$J_c = I_C - I_{C\,min} = I_C\left(1 - \frac{I_{C\,min}}{I_C}\right);$$

3) potenza massima alternata d'uscita:

$$P_u = \frac{E_c\,J_c}{2} = \frac{V_{CE}\,I_C}{2}\left(1 - \frac{V_{C\,min}}{V_{CE}}\right)\cdot\left(1 - \frac{I_{C\,min}}{I_C}\right);$$

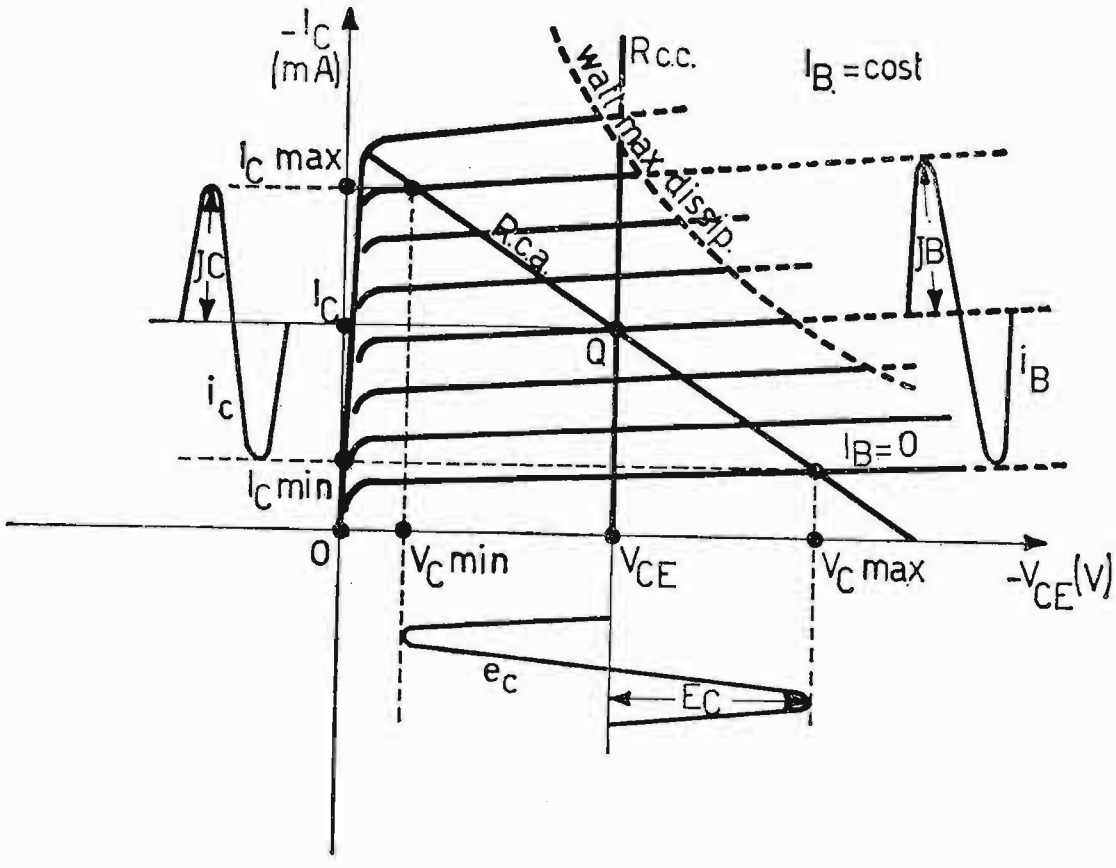


Fig. 157. – Studio grafico dell'amplificatore di potenza, dalle caratteristiche d'uscita del transistore.

4) resistenza di carico (o riflessa)

$$R_c = \frac{E_c}{J_c} = \frac{V_{CE}\left(1 - \dfrac{V_{C\,min}}{V_{CE}}\right)}{I_C\left(1 - \dfrac{I_{C\,min}}{I_C}\right)};$$

5) rendimento dello stadio:

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = 0{,}5\left(1 - \frac{V_{C\,min}}{V_{CE}}\right)\cdot\left(1 - \frac{I_{C\,min}}{I_C}\right).$$

Il rendimento anodico teorico dell'amplificatore tende tanto più al 50% quanto più i rapporti

$$\frac{V_{C\,min}}{V_{CE}} \quad \text{e} \quad \frac{I_{C\,min}}{I_C}$$

tendono a zero. Naturalmente ci si deve accontentare di un rendimento pratico del 40 ÷ 45%, anche tenendo conto delle perdite del trasformatore

d'uscita. D'altronde esso è un ottimo rendimento, anche considerando il fatto che il transistore, a differenza del tubo elettronico, non abbisogna di altre alimentazioni, le quali, ovviamente, abbasserebbero il rendimento complessivo dell'apparato.

47. Amplificatori di potenza in controfase in classe B con trasformatore d'uscita.

Per gli amplificatori in controfase con trasformatore d'uscita valgono le stesse considerazioni segnalate nei paragrafi 40, 41, 42. Si vuole solamente

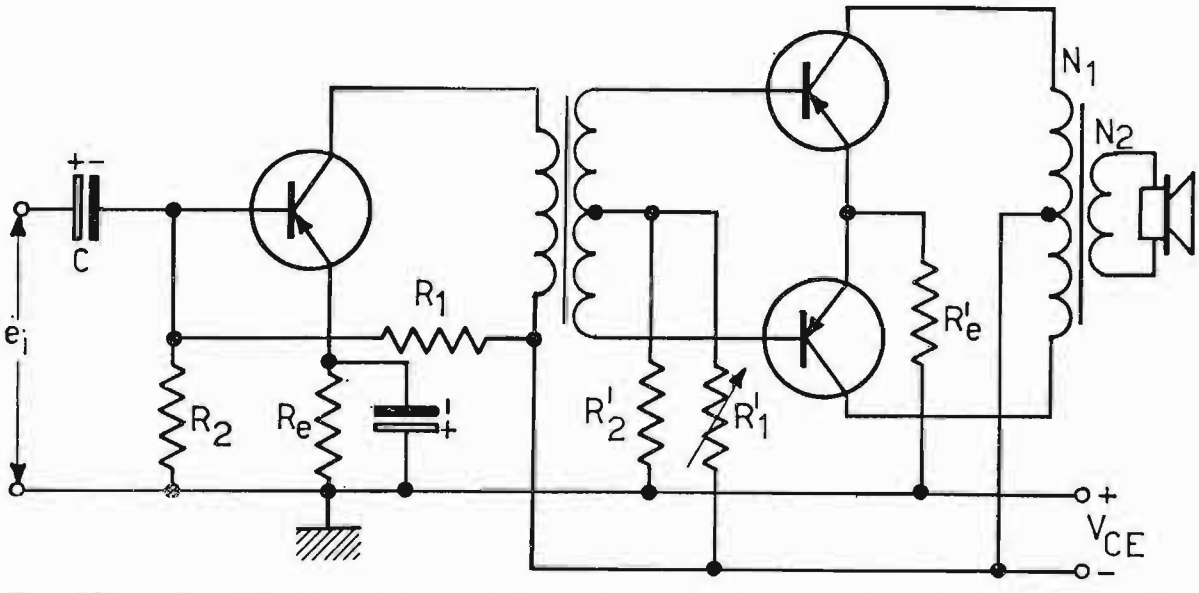


Fig. 158. – Amplificatore di potenza di B. F. in controfase in classe B con trasformatore interstadiale e trasformatore d'uscita.

riportare lo schema di principio in fig. 158. La classe di funzionamento preferibilmente impiegata negli amplificatori in push-pull a transistori è la classe *B*, ed il rendimento si aggira sull'80%.

48. Amplificatori in controfase con transistori a simmetria complementare.

Il circuito di principio di tali amplificatori è rappresentato in fig. 159. Il transistore T_{r1} è di tipo *PNP*, mentre quello T_{r2} è di tipo *NPN*. Supponiamo che i due transistori lavorino in classe *B*. Quando giunge, ad esempio, la semionda positiva della tensione d'entrata e_i, proveniente da uno stadio precedente, il transistore *NPN* (T_{r2}) conduce, mentre quello *PNP* (T_{r1}) è interdetto. Nel carico R_c circola, allora, la corrente i_{c2}. Per la semionda negativa si invertono le condizioni precedenti: è infatti, T_{r1} che conduce, mentre T_{r2} è bloccato e quindi nel carico R_c circola la corrente i_{c1} di segno

opposto alla precedente. Ne consegue che le correnti i_{c1} ed i_{c2} sfasate di 180° fra di loro e di segno opposto circolando alternativamente nel carico R_c si sommano algebricamente e danno origine ad una corrente risultante perfettamente sinusoidale come in *b*). Dato che la resistenza d'uscita fra i punti X Y è molto bassa, essa permette di collegare a detti punti direttamente l'altoparlante. Il circuito di fig. 159*a*) richiede, però, due batterie V_{CE} collegate una in senso opposto all'altra. Per questa ra-

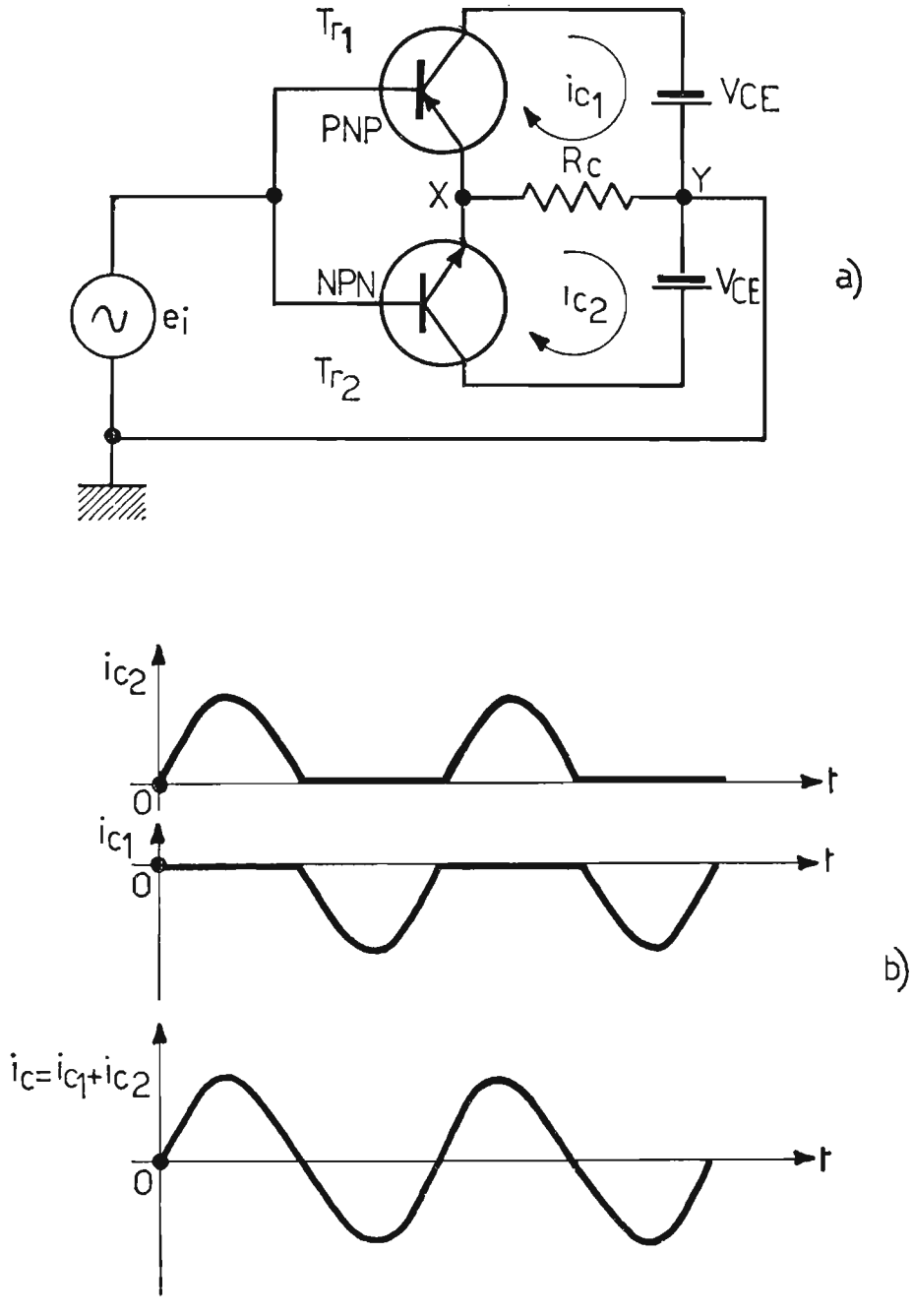


Fig. 159. – *a*) Circuito di principio di un amplificatore di potenza di B.F. in controfase con transistori a simmetria complementare; *b*) forme d'onda all'uscita di ciascun transistore e sul carico R_c, sostituito di solito dall'altoparlante.

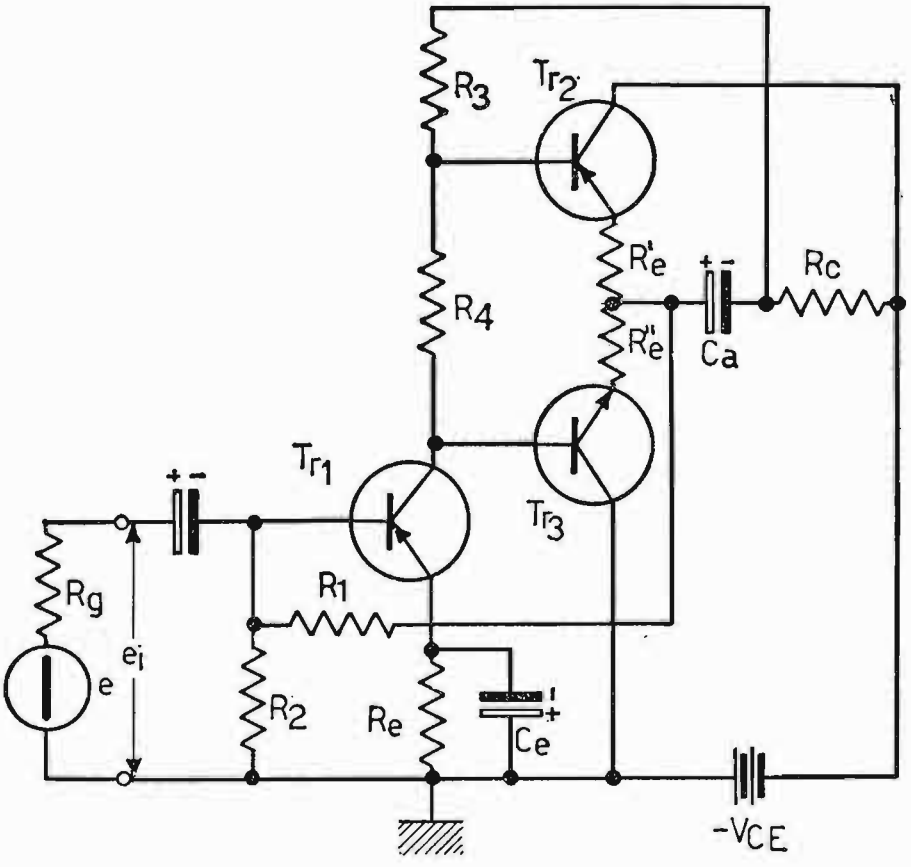


Fig. 160. – Amplificatore di potenza con transistori a simmetria complementare, senza trasformatori, impiegante una sola sorgente di alimentazione ($-V_{CE}$).

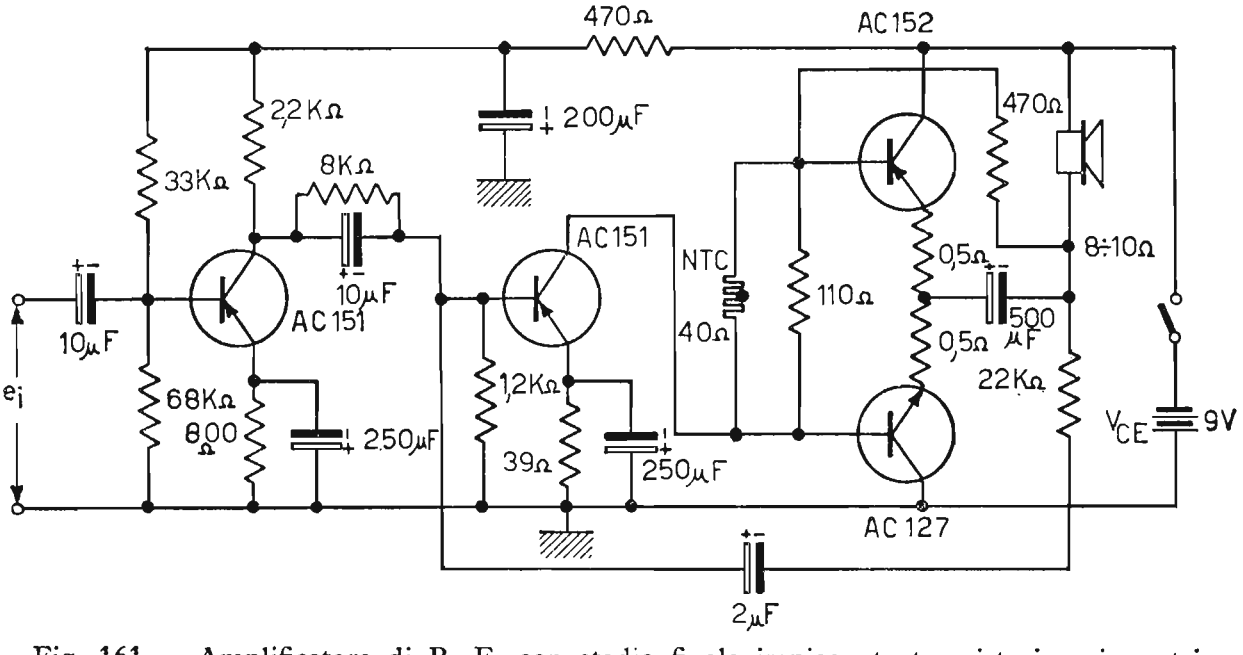


Fig. 161. – Amplificatore di B. F. con stadio finale impiegante transistori a simmetria complementare, previsto per una potenza d'uscita di circa 1 watt.

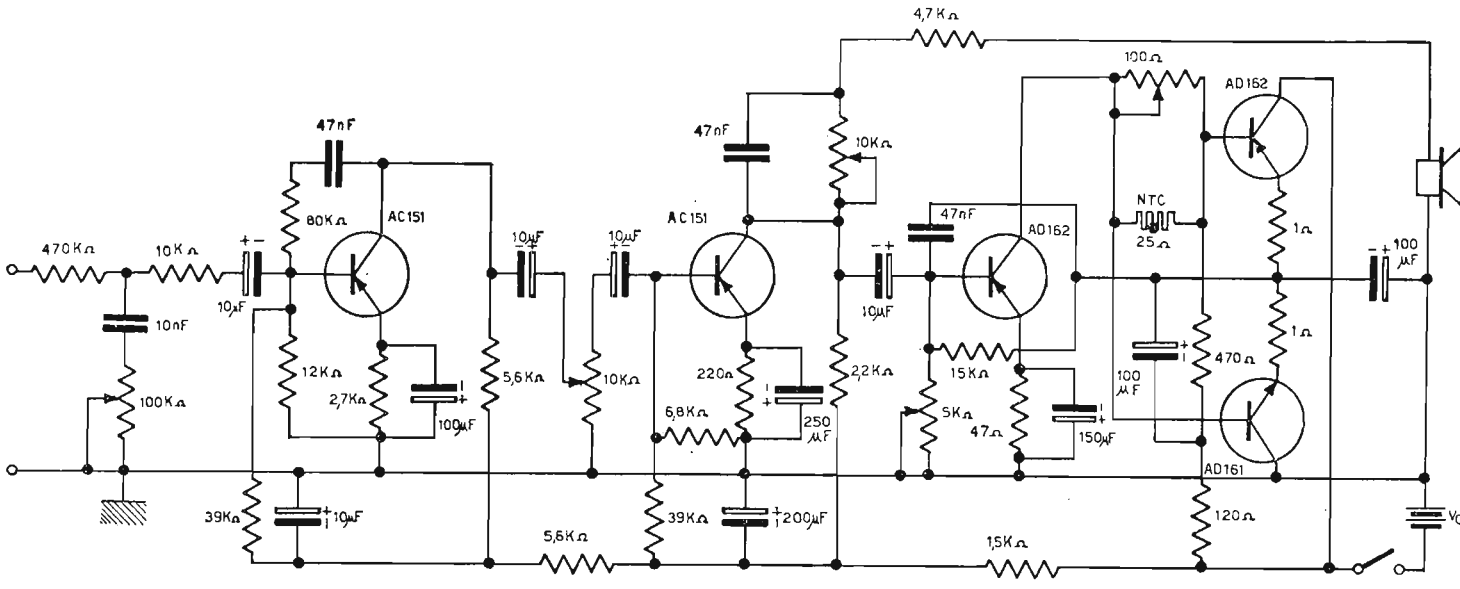


Fig. 162. – Amplificatore di B. F. con transistori a simmetria complementare, con previsti circa 5 watt di potenza d'uscita.

gione si ricorre al circuito di fig. 160, il quale sostanzialmente si comporta come quello di fig. 159 con il vantaggio di impiegare una sola batteria V_{CE}. Come si può notare, questi amplificatori non hanno bisogno né di un trasformatore invertitore di fase, in quanto per entrambi i transistori finali occorre la stessa tensione d'entrata, né del trasformatore d'uscita, data la bassa impedenza fra i punti X e Y, già considerati, ossia fra emettitori e collettori. Il condensatore C_a evita che il basso carico R_c (o l'altoparlante) sia percorso dalla corrente continua della batteria V_{CE}; le resistenze R_3 ed R_4 permettono di polarizzare le basi dei transistori T_{r2} e T_{r3}.

Riportiamo nelle figg. 161 e 162 due amplificatori rispettivamente da 1 W e da 5 W, impieganti nello stadio finale di potenza due transistori a simmetria complementare.

49. Amplificatori in controfase senza trasformatore d'uscita denominati « Single ended ».

Lo schema di principio degli amplificatori « Single ended » è rappresentato in fig. 163*a*).

In esso i transistori polarizzati in classe B sono dello stesso tipo e collegati in serie per quanto riguarda la tensione V_{CE}, in modo da usufruire ciascuno di una $\frac{V_{CE}}{2}$. Il carico R_c, di basso valore che sostituisce l'altoparlante è preceduto dal condensatore C di notevole capacità e si trova

collegato nel circuito di emettitore del transistore T_{r1} e in quello di collettore del transistore T_{r2}. Tali transistori risultano collegati rispettivamente ad emettitore comune e a collettore comune. Nel carico R_c le correnti i_{c2} e $-i_{c1}$ circolano in modo che, sommandosi algebricamente, originano una corrente risultante perfettamente identica alla forma d'onda del segnale d'ingresso. Le tensioni di ingresso nelle due basi, dovendo essere sfasate

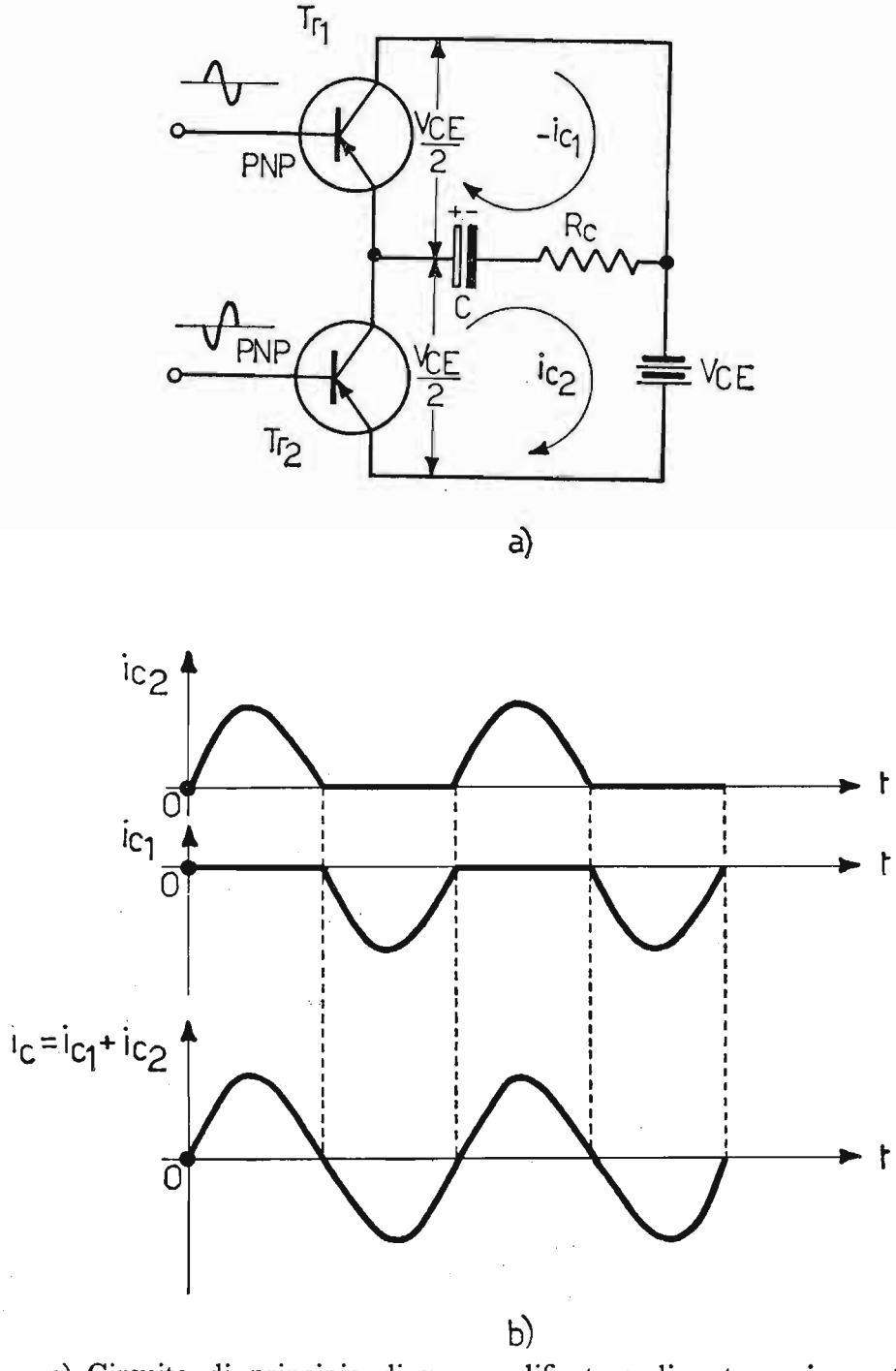
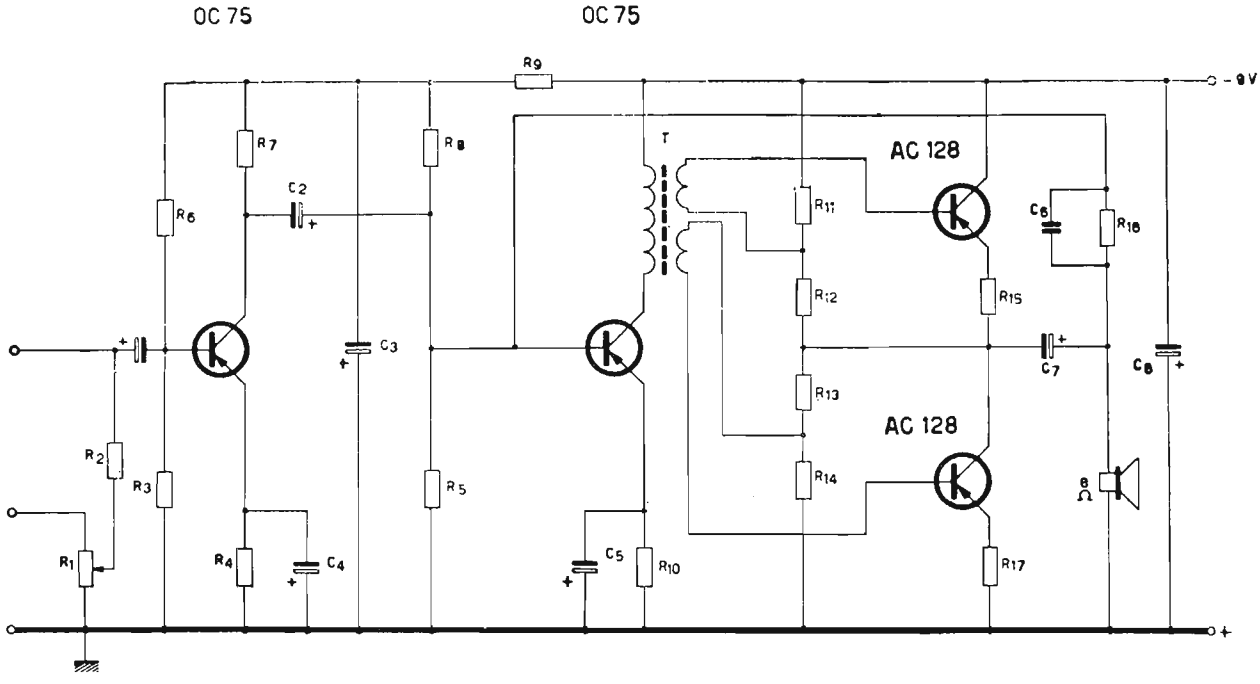


Fig. 163. – *a*) Circuito di principio di un amplificatore di potenza in controfase per B. F. senza trasformatore d'uscita, denominato « Single ended »; *b*) forme d'onda all'uscita di ciascun transistore e sul carico R_c, sostituito di solito dall'altoparlante.



Resistenze

R_1 = 1 MΩ (potenziometro log.)	R_7 = 6,8 kΩ	R_{13} = 680 Ω
R_2 = 470 kΩ	R_8 = 15 kΩ	R_{14} = 22 Ω
R_3 = 15 kΩ	R_9 = 150 Ω	R_{15} = 0,5 Ω
R_4 = 1,5 kΩ	R_{10} = 820 Ω	R_{16} = 100 kΩ
R_5 = 18 kΩ	R_{11} = 680 Ω	R_{17} = 0,5 Ω
R_6 = 150 kΩ	R_{12} = 22 Ω	

Condensatori

C_1 = 10 μF	C_6 = 100 pF
C_2 = 10 μF	C_7 = 400 μF
C_3 = 200 μF	C_8 = 200 μF
C_4 = 50 μF	Altoparlante = 8 Ω
C_5 = 100 μF	T = PK 50647

Fig. 164. – Amplificatore di B. F. « Single ended » con trasformatore pilota, per uscita di circa 1 watt, dovuto alla PHILIPS.

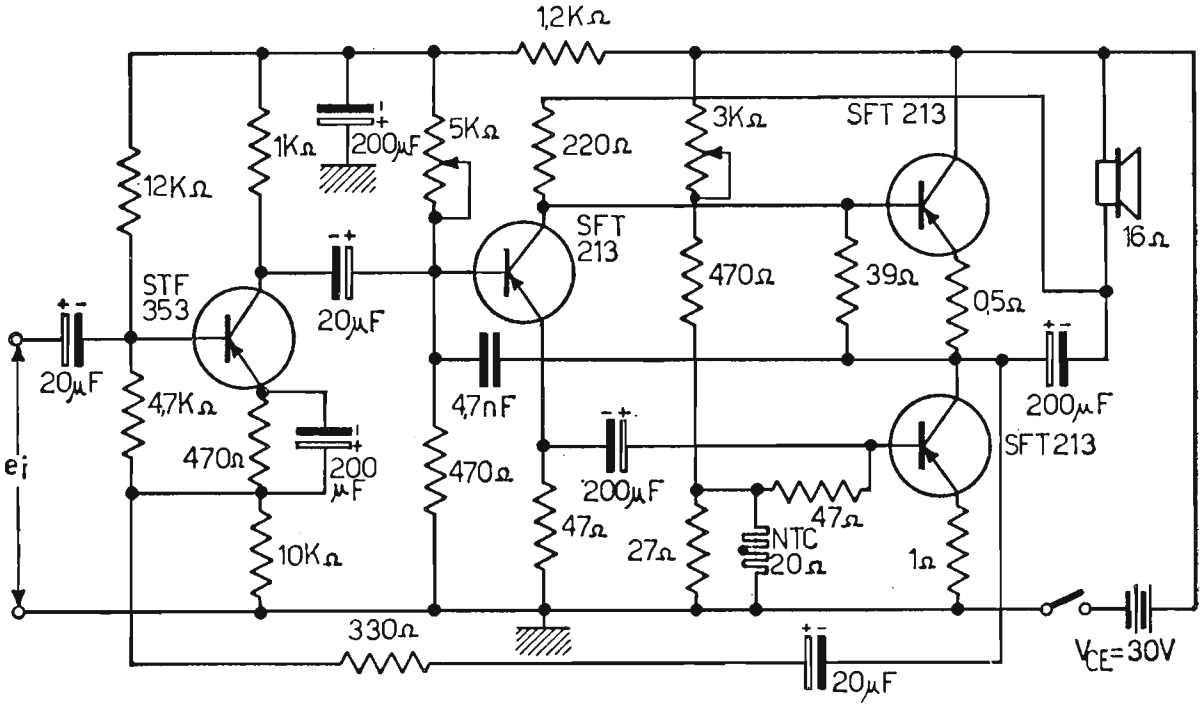


Fig. 165. – Amplificatore di B. F. « Single ended » senza trasformatore pilota, per potenza d'uscita di circa 5 watt.

fra di loro di 180° sono ricavate da un trasformatore provvisto di un primario e due secondari, indipendenti fra loro. Un avvolgimento secondario è avvolto in senso inverso all'altro per ottenere l'opposizione di fase fra le rispettive tensioni secondarie. Il circuito di fig. 164 rappresenta un amplificatore «Single ended» con trasformatore pilota, dovuto alla PHILIPS, previsto per una potenza di circa 1 W, mentre in fig. 165 è previsto un

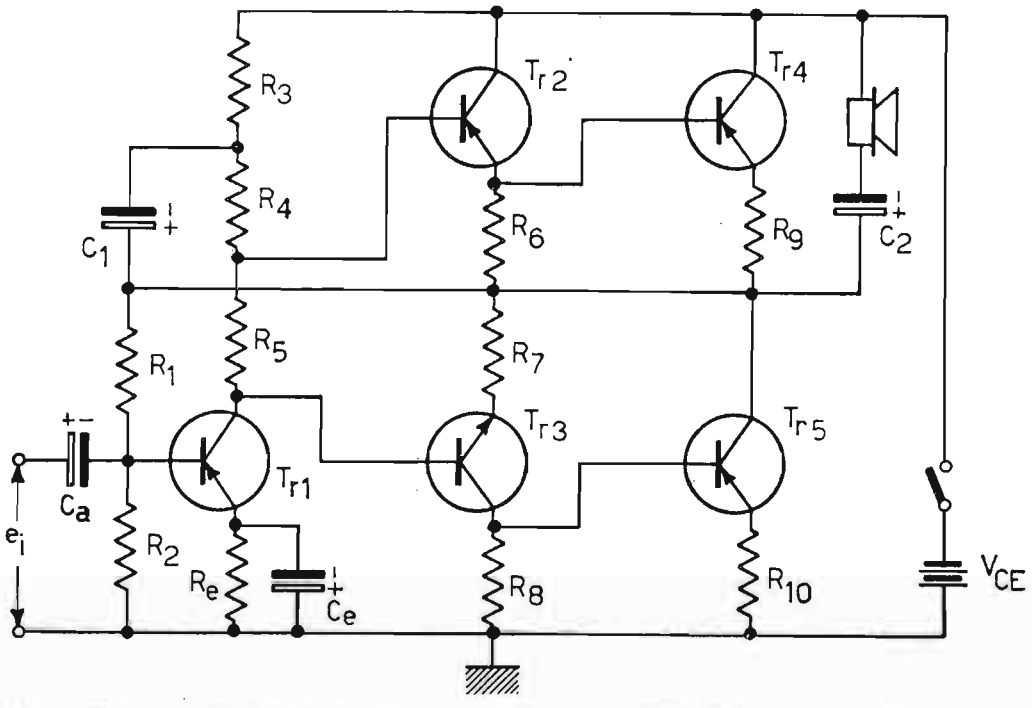


Fig. 166. – Schema di principio di un amplificatore di B. F. per notevole potenza, progettato senza trasformatori, con transistori a simmetria complementare che pilotano i transistori finali, montati con il sistema « Single ended ».

altro amplificatore dello stesso tipo, però senza alcun trasformatore, impiegante un invertitore a transistori. In fig. 166, infine, è rappresentato lo schema di principio di un amplificatore con transistore pilota (T_{r1}) per due transistori complementari T_{r2} T_{r3}, i quali provvedono ad amplificare e ad invertire i segnali per i transistori finali montati col sistema « Single ended » (senza trasformatore d'uscita).

Quest'ultimo amplificatore privo di trasformatori è previsto per forti potenze d'uscita.

CAPITOLO IX

AMPLIFICATORI DI TENSIONE IN AF

Gli amplificatori di tensione in *AF* hanno come carico anodico un *circuito risonante*, in quanto lavorano, di solito, a frequenza fissa. Essi precedono gli amplificatori di potenza in *AF*, oppure, come avviene nei radioricevitori, il circuito di rivelazione. Le valvole impiegate sono pentodi ad elevata pendenza mutua perché permettono una grande amplificazione del segnale. Le capacità parassite, che, come abbiamo visto, negli amplificatori di bassa frequenza, limitano l'amplificazione alle alte frequenze della gamma, negli amplificatori di *AF* esse non intervengono negativamente. Infatti il carico anodico, essendo costituito da un circuito accordato, implicitamente tiene conto delle capacità parassite, assorbendone l'effetto dannoso. Eventualmente, se la capacità parassita totale ha un discreto valore, riduce la frequenza massima d'accordo del circuito risonante. Il circuito accordato presenta, per la propria frequenza di risonanza, un'elevata impedenza (resistenza dinamica), mentre essa diviene piccola e tendente a zero per un breve spostamento di frequenza da ambo le parti della frequenza di risonanza. In questo modo *l'amplificatore ha un elevato guadagno per la frequenza di risonanza e minimo tendente a zero alle frequenze nei dintorni della frequenza di risonanza.* Per la caratteristica di amplificare una piccola parte di frequenze, escludendo tutte le altre, l'amplificatore viene chiamato anche « *amplificatore selettivo* ». Prima di presentare i vari tipi di accoppiamento che si possono realizzare con gli amplificatori in discorso, vogliamo studiare il comportamento dei componenti *L* e *C*, singolarmente ed accoppiati, relativamente alla loro reattanza al variare della frequenza.

50. Studio grafico ed analitico di semplici reattanze al variare della frequenza.

a) REATTANZE SEMPLICI:

REATTANZA INDUTTIVA. – Essa è costituita teoricamente da una indut-

tanza pura L, la quale alimentata da un generatore a pulsazione ω, presenta la reattanza:

$$X_L = j\,\omega\,L = j\,2\pi f \cdot L.$$

Naturalmente, essa parte dal valore zero per $\omega = 0$ e tende ad infinito per ω tendente ad infinito. Nella fig. 167 è rappresentato l'andamento

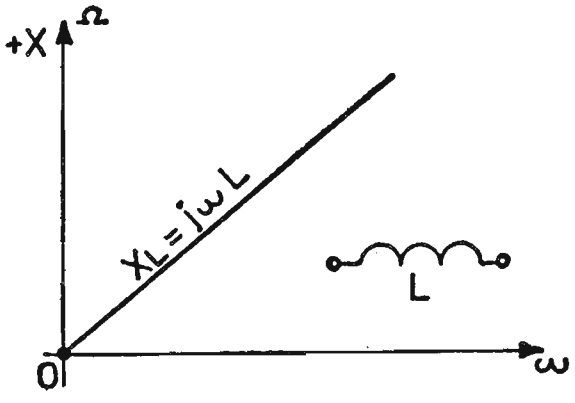


Fig. 167. – Andamento della reattanza induttiva in funzione della pulsazione.

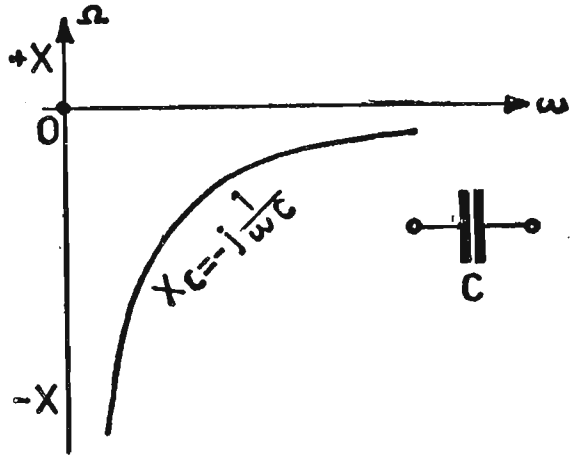


Fig. 168. – Andamento della reattanza capacitiva in funzione della pulsazione.

della reattanza induttiva X_L in funzione della pulsazione $\omega = sec^{-1}$, andamento che risulta essere rettilineo.

Reattanza capacitiva. – Essa è costituita teoricamente da una capacità pura C, la quale, alimentata da un generatore di pulsazione ω, presenta la reattanza:

$$X_C = -j\frac{1}{\omega\,C} = -j\frac{1}{2\pi f \cdot C}$$

L'andamento della reattanza capacitiva in funzione della pulsazione è rappresentato in fig. 168. La curva rappresentativa è un'iperbole equilatera, la quale parte da $-j\,\infty$ per $\omega = 0$ e tende a zero per ω tendente ad infinito.

b) Reattanze composte.

Circuito LC serie - reattanza totale. – La reattanza totale del circuito LC serie, vale:

$$X_t = X_L + X_C$$

ossia:

$$jX_t = j\omega L - j\frac{1}{\omega C}$$

La frequenza per la quale:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

rappresenta la frequenza di risonanza, di valore:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ (Legge di Thomson)}$$

A questa frequenza la reattanza totale vale zero. La fig. 169 mostra il diagramma, rappresentante le singole reattanze e la reattanza risultante, in funzione di ω. La curva, che rappresenta la reattanza risultante è ottenuta dalla somma algebrica delle ordinate componenti. Essa inizia da $-j\infty$ per $\omega = 0$, passa per lo zero per $\omega = \omega_0$ (risonanza) e tende a $+j\infty$ per ω tendente ad infinito.

Analiticamente la reattanza risultante vale:

$$X_t = j\omega L - j\frac{1}{\omega C} = j\left(\frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C}\right).$$

Circuito LC parallelo - reattanza totale. – Il grafico rappresentante la reattanza totale del circuito LC parallelo si ricava successivamente dalla posizione:

$$\frac{1}{X_t} = \frac{1}{X_C} + \frac{1}{X_L}$$

ossia:

$$\frac{1}{jX_t} = j\omega C - j\frac{1}{\omega L}.$$

Anche per questa connessione, allorché le due suscettanze sono uguali:

$$\omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L}$$

si ha la condizione di risonanza e la frequenza vale ancora:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Per ricavare la curva della reattanza risultante di fig. 170 si sono prima disegnate le suscettanze $-j\dfrac{1}{\omega L}$ ed $j\omega C$, indi si è tracciata la curva $\dfrac{1}{X_t}$. Facendo l'inverso di ciascuna ordinata della curva $\dfrac{1}{X_t}$ si è ottenuto l'andamento della X_t. Quest'ultima inizia da zero per $\omega = 0$ giunge

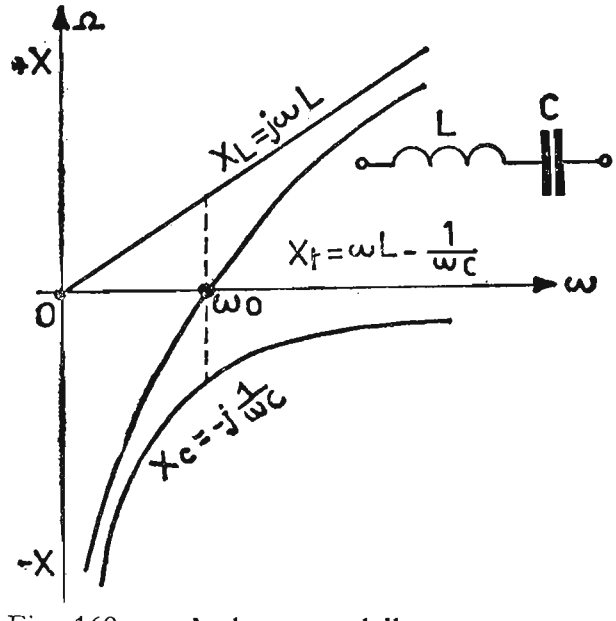


Fig. 169. – Andamento della reattanza totale in funzione della pulsazione per un circuito LC serie.

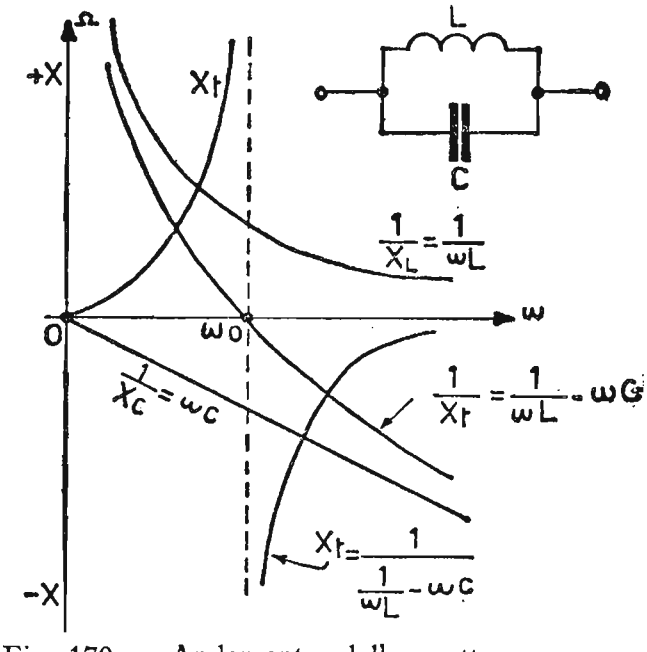


Fig. 170. – Andamento della reattanza totale in funzione della pulsazione per un circuito LC parallelo.

quasi ad infinito positivo per ω di poco inferiore a ω_0, passa per l'infinito per $\omega = \omega_0$ (risonanza) e da quasi infinito negativo per ω poco maggiore di ω_0 tende a zero per ω tendente ad infinito.

Analiticamente la reattanza risultante vale:

$$iX_t = \frac{X_L \cdot X_C}{X_L + X_C} = \frac{j\omega L \cdot \left(-j\dfrac{1}{\omega C}\right)}{i\omega L - j\dfrac{1}{\omega C}} = -j\left(\frac{\omega L}{\omega^2 L C - 1}\right).$$

51. Impedenza e corrente, in un circuito *LCr* serie, al variare della frequenza.

Consideriamo il circuito di fig. 171, costituito da un circuito *LCr* serie alimentato da un generatore di tensione alternata di *fem* E_0. La resistenza R_0

rappresenta la resistenza interna del generatore, mentre la resistenza r rappresenta le inevitabili perdite del circuito serie. La corrente circolante nell'intero circuito, vale:

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}_0}{\bar{Z}_s} = \frac{\bar{E}_0}{(R_0 + r) + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

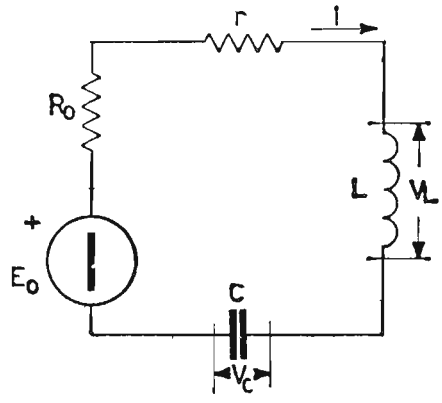


Fig. 171. – Circuito LCr serie alimentato da un generatore di tensione alternata E_o, la cui resistenza interna è R_o.

Quando il circuito è in risonanza, la parte immaginaria del denominatore è uguale a zero, ossia:

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \qquad ; \qquad \omega^2_0 L C = 1$$

intendendo, come al solito, con ω_0 la pulsazione di risonanza. Alla risonanza, nel circuito scorre la corrente:

$$I_r = \frac{E_0}{R_0 + r}$$

essa è la massima che scorre nel circuito ed è in fase con la tensione del generatore. L'andamento dell'impedenza:

$$Z_s = \sqrt{(R_0 + r)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

e quello della corrente $\bar{I} = \frac{\bar{E}_0}{\bar{Z}_s}$ in funzione della pulsazione, sono rappresentati nella fig. 172 *a*), *b*). L'impedenza Z_s si comporta complessivamente:

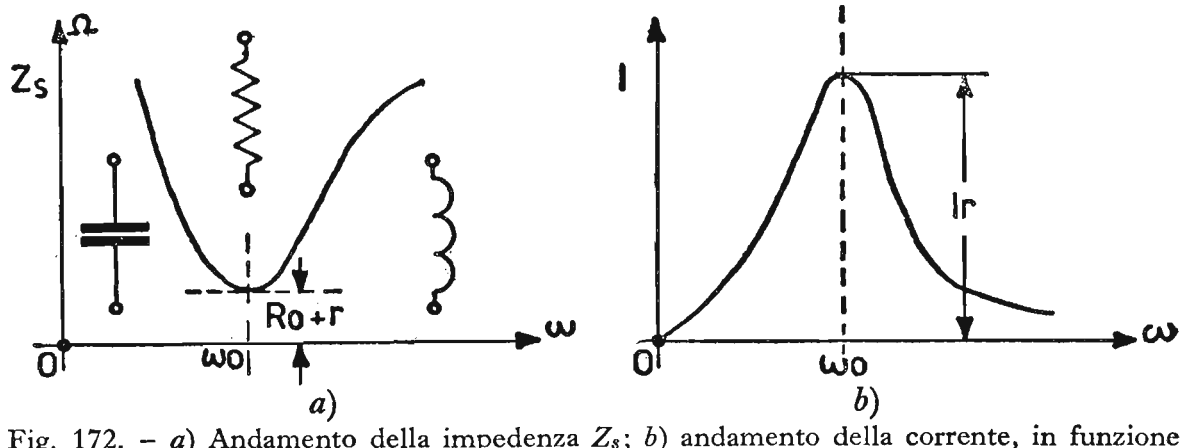


Fig. 172. – *a*) Andamento della impedenza Z_s; *b*) andamento della corrente, in funzione della pulsazione: per il circiuto di Fig. 171.

come una capacità per $\omega < \omega_0$, come una resistenza ohmica pura per $\omega = \omega_0$ e diventa un'induttanza per $\omega > \omega_0$. Essa assume il suo valore minimo per $\omega = \omega_0$ mentre tende ad infinito da ambo le parti di ω_0.

La corrente nel circuito risonante dal valore zero per $\omega = 0$ sale rapidamente fino al massimo valore I_r per la pulsazione ω_0 e scende tendendo a zero per ω tendente ad infinito. La curva della corrente di figura 172*b*) viene denominata «*curva di risonanza*» o « *curva di selettività* » del circuito risonante. Alla risonanza le tensioni V_L e V_C ai capi degli elementi reattivi, sono *uguali* in valore assoluto e di segno *opposto*.

Esse valgono rispettivamente:

$$\bar{V}_L = j\,\omega_0 L \cdot \bar{I}_r = j\,\omega_0 L \cdot \frac{\bar{E}_0}{(R_0 + r)} = j\,\frac{\omega_0 L}{R_0 + r} \cdot \bar{E}_0 = j\,Q'\,\bar{E}_0$$

$$\bar{V}_C = -j\,\frac{1}{\omega_0 C} \cdot \bar{I}_r = -j\,\frac{1}{\omega_0 C} \cdot \frac{\bar{E}_0}{(R_0 + r)} = -j\,\frac{1}{\omega_0 C\,(R_0 + r)}\,\bar{E}_0 = -\,j\,Q'\bar{E}_0$$

Le espressioni:

$$\frac{\omega_0 L}{R_0 + r} = \frac{1}{\omega_0 C\,(R_0 + r)} = Q'$$

rappresentano il *fattore di merito a carico* del circuito oscillante, in quanto bisogna tener conto della resistenza interna del generatore R_0, che non potrà essere certamente nulla. Per cui, le tensioni ai capi degli elementi reattivi: L o C, quando il circuito è in risonanza ed è collegato ad un generatore la cui resistenza interna vale R_0, *valgono Q' volte la tensione E_0 del generatore stesso*. Naturalmente, si riesce ad esprimere il fattore di merito a vuoto (ossia quello relativo al semplice circuito LCr) con quello a carico, tenendo presente che il primo vale:

$$Q = \frac{\omega L}{r}$$

e il secondo:

$$Q' = \frac{\omega L}{R_0 + r},$$

eguagliando le due espressioni nel termine ωL si ha successivamente:

$$Q \cdot r = Q'\,(R_0 + r) \qquad ; \qquad Q' = \frac{Q \cdot r}{R_0 + r} = \frac{Q}{1 + \dfrac{R_0}{r}}.$$

52. Curva di risonanza universale per un circuito *LCr* serie.

Mediante il circuito di fig. 173 ricaviamo l'espressione, che regola l'andamento di Z_s del circuito in relazione a piccoli spostamenti della frequenza attorno alla pulsazione ω_0 ossia, quando ω diventa $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$.

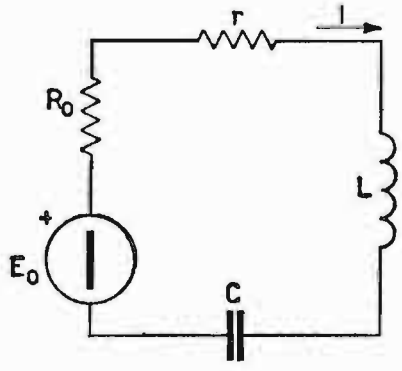


Fig. 173. - Circuito LCr serie con alimentazione.

L'espressione dell'impedenza vale, allora:

$$\bar{Z}_s = (r + R_0) + j\,\omega\,L - j\,\frac{1}{\omega\,C}$$

ossia:

$$\bar{Z}_s = (r + R_0) + j\,(\omega_0 + \Delta\omega)\,L - j\,\frac{1}{(\omega_0 + \Delta\omega)\,C}$$

moltiplicando sopra e sotto nell'espressione di X_C per ω_0 e sostituendo in risonanza a $\dfrac{1}{\omega\,C_0}$ l'equivalente $\omega_0\,L$ si ha:

$$\bar{Z}_s = (r + R_0) + j\,(\omega_0 + \Delta\omega)\,L - j\,\frac{\omega_0}{(\omega_0 + \Delta\omega)\,\omega_0 C}$$

$$\bar{Z}_s = (r + R_0) + j\,\omega_0\,L\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta\omega}\right)$$

sostituendo $\dfrac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega}$ al termine 1 della parte immaginaria e, considerando $\dfrac{\Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega} \cong \dfrac{\Delta\,\omega}{\omega_0}$ si ha successivamente:

$$\bar{Z}_s = (r + R_0) + j\,\omega_0\,L\left(\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta\omega}\right)$$

sviluppando e semplificando:

$$\bar{Z}_s = (r + R_0) + j\,\omega_0 L \frac{2\,\Delta\,\omega}{\omega_0} = (r + R_0) + j\,\omega_0 L \cdot \frac{2\,\Delta f}{f_0} =$$

$$= (r + R_0) \cdot \left[1 + j \frac{\omega_0 L}{(r + R_0)} \cdot \frac{2\,\Delta f}{f_0}\right] = (r + R_0) \cdot \left(1 + j\,Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0}\right)$$

$$|Z_s| = (r + R_0) \sqrt{1 + \left(Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0}\right)^2}$$

Disponendo in ordinate il rapporto $\frac{r + R_0}{Z_s}$ oppure il rapporto $\frac{I}{I_r}$ e in ascisse il termine $Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0}$ si ricava la *curva universale di risonanza* o di *selettività* del circuito risonante serie collegato al generatore di tensione E_o, la cui resistenza interna vale R_0.

Se si vuole ricavare la curva relativamente al solo circuito risonante, trascurando, cioè, la resistenza interna del generatore, basta sostituire r/Z_s al termine $\frac{r + R_0}{Z_s}$ e $Q \frac{2\,\Delta f}{f_0}$ al termine $Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0}$.

La curva di risonanza o di selettività (fig. 174) assume il suo valore massimo 1 per $\Delta f = 0$ mentre scende 0,707 da ambo le parti, allorché

$$Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0} = 1$$

(si considera la curva simmetrica in quanto si suppone essere lontani dall' origine degli assi). Sfruttando quest'ultima espressione si rica-

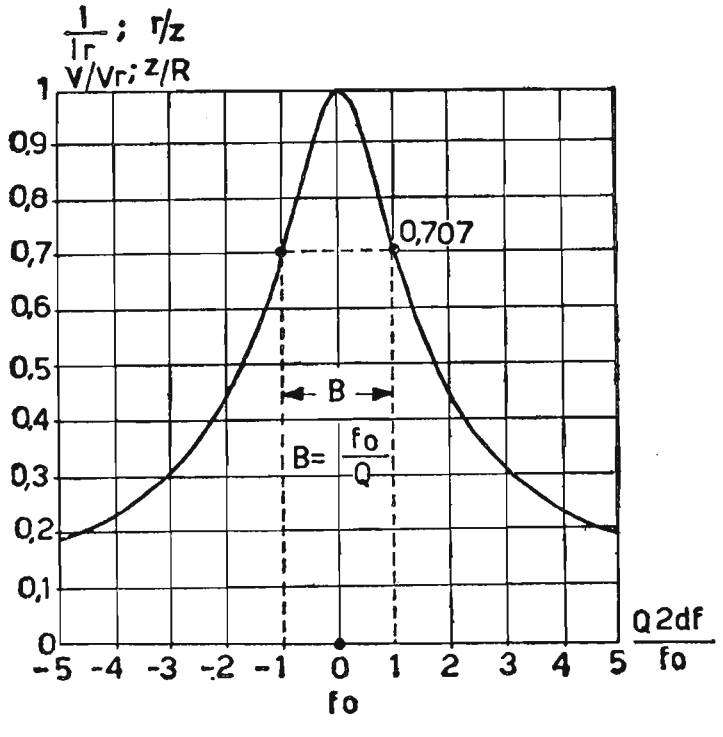


Fig. 174. - Curva di risonanza universale per circuiti: LCr serie e LCR parallelo.

va la banda passante, infatti, essa vale $B = f_2 - f_1 = 2\Delta f$, ossia:

$$Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0} = 1 \quad ; \quad \frac{Q' \cdot B}{f_0} = 1 \quad ; \quad B = \frac{f_0}{Q'}.$$

La banda passante è tanto più *stretta* quanto più *acuta* è la curva di risonanza, ossia, quanto *minori sono le perdite*. Vogliamo, ora, definire il termine selettività del circuito risonante: la selettività rappresenta l'attitudine di un circuito risonante a discriminare segnali di differente

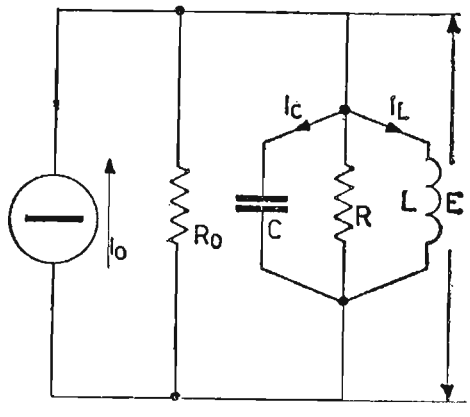


Fig. 175. – Circuito LCR parallelo alimentato da un generatore di corrente alternata I_o, la cui resistenza equivalente interna è R_o.

frequenza, ossia, fra due curve di risonanza la più selettiva è quella che, a parità di scarto di frequenza rispetto f_0, fornisce l'ordinata

$$\left(\frac{r + R_0}{Z_s} \text{ oppure } \frac{I}{I_r} \right)$$

in proporzione più piccola, quindi, il rapporto maggiore fra ordinata in risonanza e ordinata in corrispondenza al Δf considerato.

53. Ammettenza e tensione in un circuito *LCR* parallelo, al variare della frequenza.

Consideriamo il circuito di fig. 175 costituito da un circuito *LCR* in parallelo, alimentato da un generatore di corrente I_0. La resistenza R_0 rappresenta la resistenza interna del generatore, considerata in parallelo e la resistenza R rappresenta le perdite del circuito risonante considerate in parallelo, purché il fattore Q' del circuito sia maggiore di 10. Esse valgono $R \cong \dfrac{\omega^2 L^2}{r}$ con r la resistenza già considerata nel caso serie.

La tensione $\bar{E}$ che si manifesta ai capi del circuito, vale:

$$\bar{E} = \frac{\bar{I}_0}{\bar{Y}_p} = \frac{\bar{I}_0}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_0} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}.$$

Quando il circuito è in risonanza parallelo (antirisonanza), la parte immaginaria del denominatore è uguale a zero, ossia:

$$\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0 \qquad ; \qquad \omega^2_0 L C = 1$$

e la tensione ai capi del circuito, vale:

$$E_r = \frac{I_0}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_0}}.$$

La tensione di risonanza è la massima, che si manifesta ai capi del circuito ed è in fase con la corrente del generatore. Nella fig. 176*a*) e *b*) sono rappresentate, per comodità, la curva $\bar{Z}_p = \frac{1}{\bar{Y}_p}$ e la curva della tensione $\bar{E} = \frac{\bar{I}_0}{\bar{Y}_p}$ in funzione della pulsazione.

L'impedenza Z_p si comporta complessivamente come un'induttanza per $\omega < \omega_0$, come una resistenza ohmica pura per $\omega = \omega_0$ divenendo una capacità per $\omega > \omega_0$. Essa assume il suo valore massimo per $\omega = \omega_0$ mentre tende a zero da ambo le parti di ω_0.

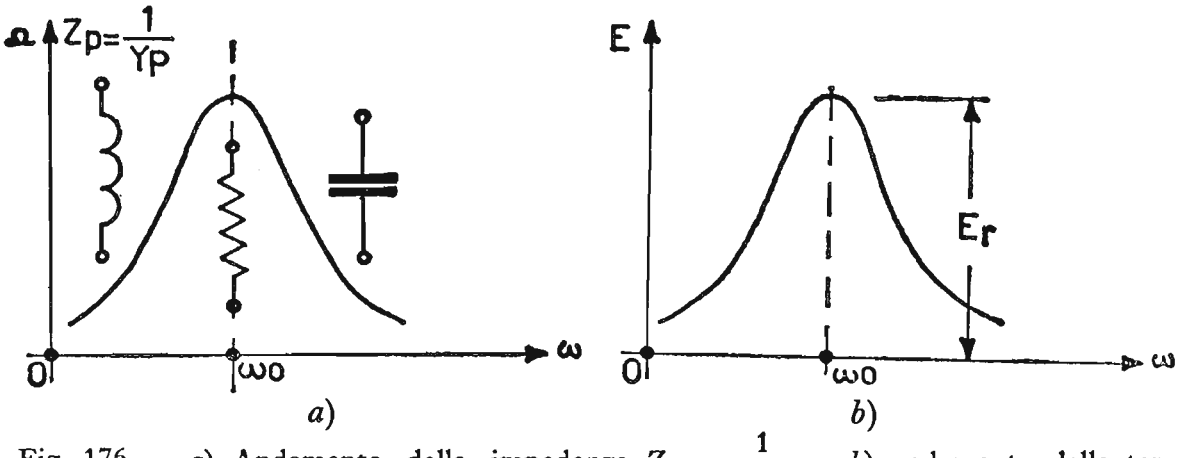


Fig. 176. – *a*) Andamento della impedenza $Z_p = \frac{1}{Y_p}$; *b*) andamento della tensione in funzione della pulsazione per il circuito di Fig. 175.

Anche la tensione E sale rapidamente al suo valore massimo E_r per la pulsazione ω_0 e scende, tendendo a zero per ω tendente ad infinito.

La curva della tensione di fig. 176*b* dualmente al caso precedente, viene denominata « *curva di risonanza* » o « *curva di selettività* » del circuito LCR parallelo.

Alla risonanza le correnti I_C e I_L, che scorrono negli elementi reattivi sono uguali in valore assoluto e di segno opposto. Esse valgono rispettivamente:

$$\bar{I}_C = j\,\omega_0\,C\,\bar{E}_r = j\,\omega_0\,C\,\frac{\bar{I}_0}{\dfrac{1}{R}+\dfrac{1}{R_0}} = j\,\omega_0 C\,\frac{R\cdot R_0}{R+R_0}\cdot\bar{I}_0 = j\,Q'\cdot\bar{I}_0$$

$$\bar{I}_L = -j\,\frac{1}{\omega_0\,L}\,\bar{E}_r = -j\,\frac{1}{\omega_0\,L}\cdot\frac{\bar{I}_0}{\dfrac{1}{R}+\dfrac{1}{R_0}} = -j\,\frac{\dfrac{R\cdot R_0}{R+R_0}}{\omega_0\,L}\cdot\bar{I}_0 = -j\,Q'\cdot\bar{I}_0$$

Per il circuito LCR parallelo le espressioni:

$$\omega_0\,C\,\frac{R\cdot R_0}{R+R_0} = \frac{\dfrac{R\cdot R_0}{R+R_0}}{\omega_0 L} = Q'$$

rappresentano *il fattore di merito a carico.* Analogamente al caso serie, in questo circuito le correnti che circolano negli elementi reattivi: L e C, quando il circuito è in risonanza ed è collegato ad un generatore, la cui resistenza interna vale R_0, *valgono Q' volte la corrente del generatore stesso.*

L'espressione del fattore di merito a carico rispetto quello a vuoto, eguagliando le due espressioni in $\omega_0 L$, vale:

$$Q = \frac{R}{\omega_0\,L} \quad ; \quad Q' = \frac{\dfrac{R\cdot R_0}{R+R_0}}{\omega_0\,L}$$

$$\frac{Q}{R} = \frac{Q'}{\dfrac{R\cdot R_0}{R+R_0}} \quad ; \quad Q' = \frac{Q}{1+\dfrac{R}{R_0}}.$$

54. Curva di risonanza universale per un circuito *LCR* parallelo.

Riprendiamo il circuito di fig. 177 e ricaviamo l'espressione, che regola

l'andamento di $\frac{1}{\bar{Z}_p} = \bar{Y}_p$ del circuito in relazione a piccoli spostamenti della frequenza attorno alla pulsazione ω_0, ossia, quando ω diventa: $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$.

L'espressione di $1/Z_p$, vale:

$$\frac{1}{\bar{Z}_p} = \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} - j\frac{1}{\omega L} + j\,\omega C$$

ossia:

$$\frac{1}{\bar{Z}_p} = \left(\frac{R + R_0}{R_0 \cdot R}\right) - j\frac{1}{(\omega_0 + \Delta\omega)\,L} + j\,(\omega_0 + \Delta\omega)\,C$$

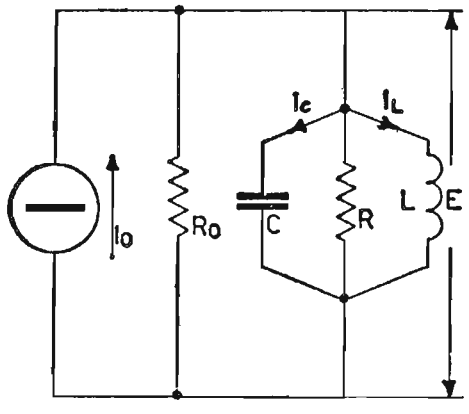


Fig. 177. - Circuito LCR parallelo con alimentazione.

moltiplicando sopra e sotto nell'espressione di $\frac{1}{X_L}$ per ω_0 e sostituendo in risonanza a $1/\omega_0 L$ l'equivalente $\omega_0 C$ si ottiene:

$$\frac{1}{\bar{Z}_p} = \left(\frac{R + R_0}{R \cdot R_0}\right) - j\left[\frac{\omega_0}{(\omega_0 + \Delta\omega)\,\omega_0 L}\right] + j\,(\omega_0 + \Delta\omega)\,C = \left(\frac{R + R_0}{R \cdot R_0}\right) +$$

$$+ j\,\omega_0 C\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta\omega}\right)$$

ragionando allo stesso modo del circuito serie si ha:

$$\frac{1}{\bar{Z}_p} = \left(\frac{R + R_0}{R \cdot R_0}\right) + j\,\omega_0 C\left(\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta\omega}\right)$$

sviluppando e semplificando:

$$\frac{1}{\overline{Z}_p} = \left(\frac{R + R_0}{R \cdot R_0}\right) + j\,\omega_0 C \frac{2\,\Delta f}{f_0} = \left(\frac{R + R_0}{R \cdot R_0}\right) \cdot \left(1 + \frac{\omega_0 C}{\frac{(R + R_0)}{R \cdot R_0}} \frac{2\,\Delta f}{f_0}\right)$$

$$= \left(\frac{R + R_0}{R \cdot R_0}\right) \cdot \left(1 + j\,Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0}\right)$$

$$|Z_p| = \frac{\frac{R \cdot R_0}{R + R_0}}{\sqrt{1 + \left(Q' \frac{2\,\Delta f}{f_0}\right)^2}}.$$

Disponendo in ordinate il rapporto:

$$\frac{Z_p}{\frac{R \cdot R_0}{R + R_0}}$$

oppure il rapporto $\frac{E}{E_r}$ e in ascisse il fattore $\frac{Q'\,2\Delta f}{f_0}$ si ricava la *curva universale di risonanza* del circuito *LCR* collegato al generatore di corrente I_0 di resistenza interna R_0. Naturalmente se si vuole ricavare la curva relativa al solo circuito risonante parallelo, trascurando, cioè, la resistenza interna del generatore, basta sostituire Z_p/R al termine $Z_p/\frac{R \cdot R_0}{R + R_0}$ e $Q\,\frac{2\,\Delta f}{f_0}$ al termine $Q'\,\frac{2\,\Delta f}{f_0}$. La curva di fig. 174 si adatta egregiamente anche per questo circuito, valendo le stesse considerazioni precedenti circa la banda passante.

55. Amplificatori di tensione in *AF* con accoppiamento a circuito oscillante e capacità.

La fig. 178 mostra il più semplice amplificatore di *AF*. Il carico anodico del pentodo è costituito da un circuito *LC* risonante. Questi, per la frequenza di risonanza si comporta come una *resistenza ohmica pura*, chiamata « *resistenza dinamica* ». Essa ha un valore tanto più elevato, quanto minori sono le perdite nel circuito oscillante. Anche per questo ampli-

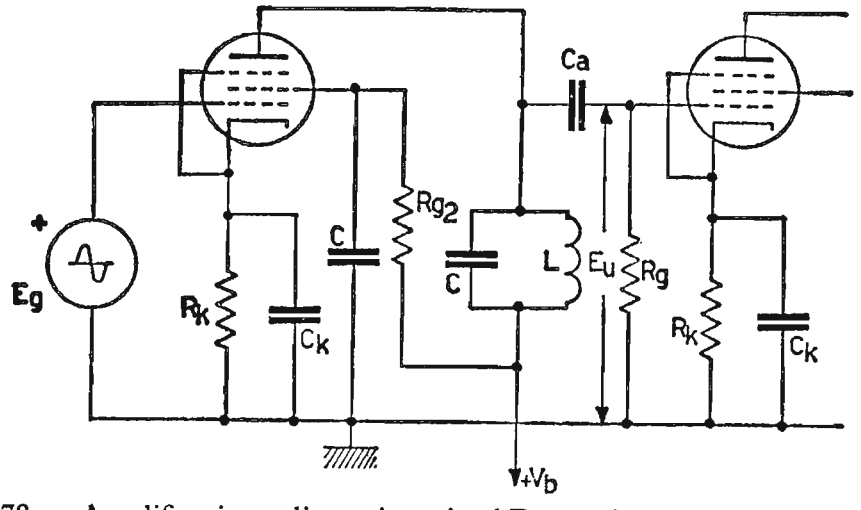


Fig. 178. – Amplificazione di tensione in AF con circuito oscillante e capacità.

ficatore si tracciano due distinte rette di carico sulla famiglia di caratteristiche anodiche del pentodo, ossia: quella relativa alla *corrente continua*, costituita da una verticale che si alza da V_b, in quanto la bobina L offre una resistenza praticamente nulla per la c. c., e la retta di carico per la

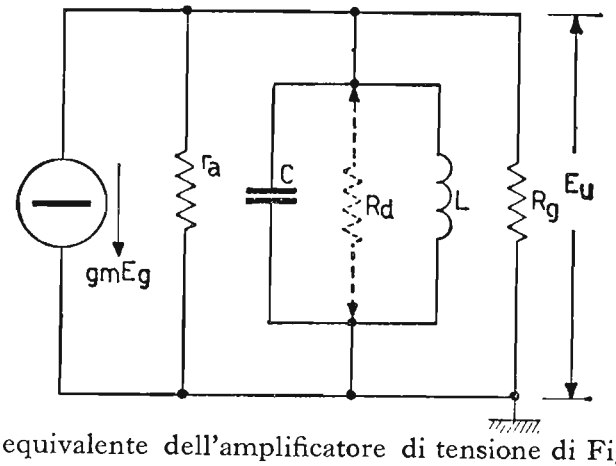


Fig. 179. - Circuito equivalente dell'amplificatore di tensione di Fig. 178, relativamente alle sole componenti alternative.

corrente alternata dovuta alla *resistenza dinamica* del circuito oscillante. Come gli amplificatori di tensione in *BF*, anche questi amplificatori lavorano in classe *A*. Il circuito differenziale anodico è quello di fig. 179 la resistenza dinamica del circuito oscillante si trova in parallelo alle resistenze r_a ed R_g, per cui la resistenza complessiva, che vede il generatore, vale:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_g}}.$$

L'amplificazione del circuito si ricava semplicemente dalla relazione:

$$g_m E_g = \frac{E_a}{R} \quad ; \quad A = \frac{E_a}{E_g} = g_m R.$$

Se r_a ed R_g sono valori elevati da poter trascurare la loro influenza in parallelo con R_d, l'espressione dell'amplificazione si semplifica nella:

$$A \cong g_m R_d.$$

La resistenza dinamica R_d del circuito risonante, come si è visto in elettrotecnica, ha le seguenti espressioni:

$$R_d \cong \frac{\omega^2 L^2}{r} = Q \cdot \omega L = \frac{Q}{\omega C} = \frac{L}{r C} = Q^2 \cdot r$$

per cui nel calcolo si applicherà l'espressione più conveniente con i dati a disposizione.

Esercizio. – **Un amplificatore di tensione in** AF **impiega il pentodo** $6AU6$ ($r_a = 1M\Omega$, $g_m = 5{,}2\ mA/V$). **Il carico anodico è costituito da un circuito risonante avente** $L = 100\ \mu H$ **e** $Q = 70$ **accordato alla frequenza** $f_0 = 1500 KHz$.

L'accoppiamento è effettuato mediante un condensatore C_a **di reattanza trascurabile, mentre la** R_g **del tubo seguente vale** $R_g = 0{,}3M\Omega$. **Se le capacità parassite totali (entrata, uscita, ecc.) valgono complessivamente** $20\ pF$, **ricavare:**

a) **la capacità** C **del condensatore;**

b) **il guadagno dello stadio in risonanza;**

c) **il guadagno dello stadio per frequenza che differisca di** $10\ KHz$ **quella di risonanza.**

d) **la banda passante dell'amplificatore.**

Il circuito equivalente dell'amplificatore è quello di fig. 180.

a) Capacità di risonanza:

dalla relazione $\omega^2_0 LC = 1$ si ricava:

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2_0 L} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 1{,}5)^2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-4}} = \frac{1}{39{,}5 \cdot 2{,}25 \cdot 10^8} = \frac{10^{-8}}{89} = 112\,pF$$

per cui la capacità del condensatore C vale:

$$C = C_0 - C_p = 112 - 20 = 92\,pF.$$

b) guadagno dello stadio in risonanza:

bisogna anzitutto ricavare la resistenza dinamica del circuito oscillante; essa vale:

$$R_d = Q \cdot \omega L = 70 \cdot 6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4} = 66 \cdot 10^3\ \Omega$$

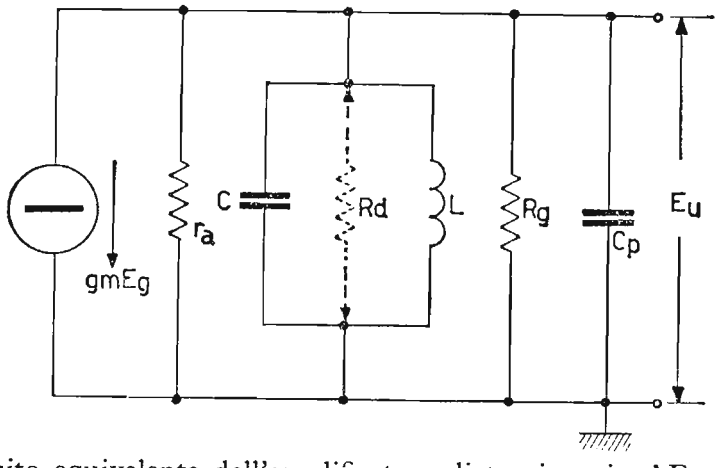


Fig. 180. – Circuito equivalente dell'amplificatore di tensione in AF con pentodo: sono visibili i componenti R_g, C_p.

quindi la resistenza equivalente al parallelo r_a, R_d, R_g diventa:

$$R = \frac{1}{\dfrac{1}{r_a} + \dfrac{1}{R_d} + \dfrac{1}{R_g}} = \frac{r_a \cdot R_d \cdot R_g}{R_d R_g + r_a R_g + r_a R_d} =$$

$$= \frac{10^6 \cdot 66 \cdot 10^3 \cdot 0{,}3 \cdot 10^6}{(66 \cdot 10^3 \cdot 0{,}3 \cdot 10^6) + (10^6 \cdot 0{,}3 \cdot 10^6) + (10^6 \cdot 66 \cdot 10^3)} \cong$$

$$\cong \frac{19{,}8 \cdot 10^6}{19{,}8 + 300 + 66} \cong 51{,}5 \cdot 10^3\ \Omega$$

l'amplificazione in risonanza vale, allora:

$$A = g_m \cdot R = 5{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 51{,}5 \cdot 10^3 = 267{,}8.$$

c) guadagno dello stadio per $\Delta f = 10KHz$

$$|A| = g_m \frac{R}{\sqrt{1 + \left(Q' \dfrac{2\,\Delta f}{f_0}\right)^2}},$$

dove:

$$Q' = \frac{R}{\omega L} = \frac{51{,}5 \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4}} = \frac{51{,}5}{0{,}942} \cong 54{,}7$$

quindi:

$$|A| = 5{,}2 \cdot 10^{-3} \frac{51{,}5 \cdot 10^3}{\sqrt{1 + \left(54{,}7 \frac{2 \cdot 10^4}{1{,}5 \cdot 10^6}\right)^2}} = \frac{267{,}8}{\sqrt{1 + 0{,}533}} = \frac{267{,}8}{1{,}24} \cong 213$$

d) banda passante dell'amplificatore:

$$B = \frac{f_0}{Q'} = \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{54{,}7} = 27{,}4 \cdot 10^3\ Hz = 27{,}4\ KHz.$$

56. Amplificatori di tensione in *AF* con accoppiamento a trasformatore.

Il circuito di fig. 181 rappresenta l'amplificatore con accoppiamento a trasformatore. Il secondario è un circuito accordato sulla frequenza di lavoro dell'amplificatore. Il presente circuito migliora l'amplificatore del caso precedente. Infatti, nello schema di fig. 178 vi è presenza di alta tensione, sia sul condensatore d'accordo, sia sulla bobina, inoltre, la R_g del tubo seguente, anche se elevata, diminuisce il fattore di merito del circuito risonante. Lo schema del circuito equivalente differenziale dell'amplificatore con trasformatore è rappresentato in fig. 182. In esso le resistenze r_1

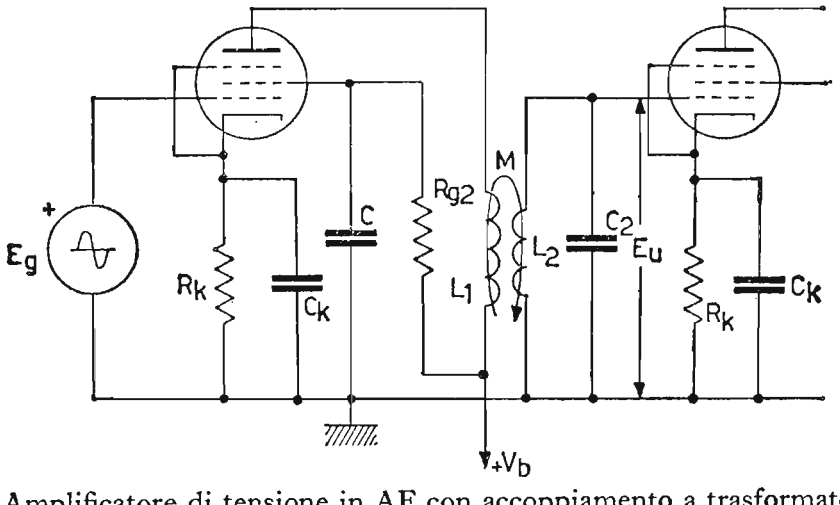


Fig. 181. – Amplificatore di tensione in AF con accoppiamento a trasformatore: primario aperiodico e secondario accordato.

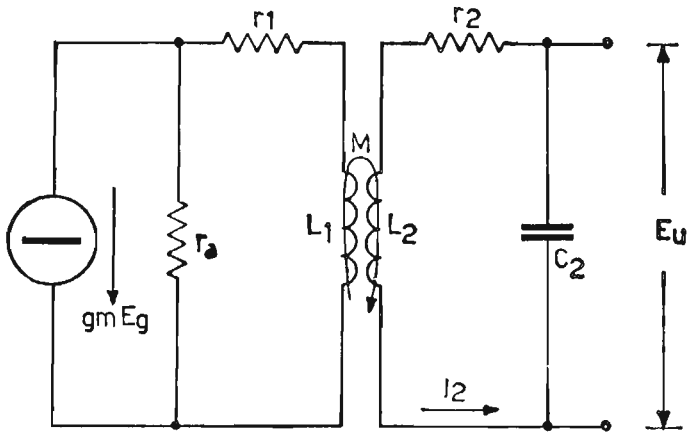


Fig. 182. – Circuito equivalente dell'amplificatore di Fig. 181 per le sole componenti alternative.

ed r_2 rappresentano le perdite delle singole bobine, considerando C_2 praticamente perfetto. Siccome si impiega un pentodo, la sua r_a è molto elevata, per cui, senza grande errore, si può pensare che la corrente $g_m E_g$ circoli nel solo ramo r_1, L_1.

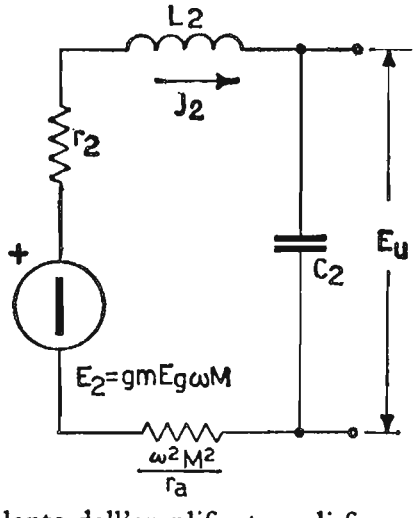


Fig. 183. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 181, relativamente al secondario nella condizione di risonanza.

La tensione indotta dal primario, in serie, nel secondario vale:

$$\bar{E}_2 = j\,\omega\,M J_a = j\,\omega\,M g_m \bar{E}_g.$$

Il circuito equivalente al solo secondario in presenza del primario e nelle condizioni di risonanza è riportato in fig. 183. In risonanza si elidono le parti immaginarie X_L e X_C, per cui la corrente di risonanza nel secondario, vale:

$$J_2 = \frac{g_m E_g\,\omega\,M}{r_2 + \dfrac{\omega^2 M^2}{r_a}}$$

dove si è supposta $r_a \gg \omega L_1$.

Moltiplicando numeratore e denominatore per r_a, si ha successivamente:

$$J_2 = \frac{g_m E_g \omega M r_a}{r_a r_2 + \omega^2 M^2} = \frac{\mu E_g \omega M}{r_a r_2 + \omega^2 M^2} = \frac{\mu E_g \omega M}{\omega M \left(\frac{r_a r_2}{\omega M} + \omega M \right)} =$$

$$= \frac{\mu E_g}{\frac{r_a r_2}{\omega M} + \omega M}$$

essendo $\mu = g_m \cdot r_a$.

La corrente J_2 assume il massimo valore, allorché il denominatore è minimo, ossia, quando $\omega^2_0 M^2 = r_a r_2$. Il coefficiente M che si origina da questa particolare posizione si indica con M_c (mutua induzione critica) e vale:

$$M_c = \frac{\sqrt{r_a r_2}}{\omega_0}$$

si ha, allora:

$$J_2 = \frac{\mu E_g}{2\omega_0 M_c} = \frac{\mu E_g}{2 \sqrt{r_a r_2}}$$

L'amplificazione dello stadio, vale:

$$A = \frac{E_u}{E_g} = \frac{\frac{J_a}{\omega_0 C_2}}{E_g} = \frac{J_a}{\omega_0 C_2 \cdot E_g} = \frac{\frac{\mu E_g}{2 \sqrt{r_a r_2}}}{\omega_0 C_2 \cdot E_g} = \frac{\mu}{2 \sqrt{r_a r_2}} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_2}$$

estendendo la radice a tutta l'espressione, si ha:

$$A = \sqrt{\frac{\mu^2}{4 r_a r_2 \omega^2_0 C^2_2}} = \frac{1}{2} \mu \sqrt{\frac{R_d}{r_a}}$$

essendo:

$$\frac{1}{\omega^2_0 C^2_2 r_2} = \frac{\omega^2_0 L^2_2}{r_2} = R_d$$

la resistenza dinamica del circuito secondario.

L'accoppiamento con M_c è difficile da realizzare, specialmente per pentodi, i quali hanno r_a molto elevate. Inoltre, il fattore di merito del

secondario diminuisce al crescere del coefficiente M. L'espressione che lega il fattore di merito a vuoto e a carico, alla mutua induttanza generica e a quella critica si ricava dalla relazione:

$$Q'_2 = \frac{\omega L_2}{r_2 + \dfrac{\omega^2 M^2}{r_a}} = \frac{\dfrac{\omega L_2}{r_2}}{1 + \dfrac{\omega^2 M^2}{r_a r_2}} = \frac{Q_2}{1 + \left(\dfrac{M}{M_c}\right)^2},$$

ossia:

$$\frac{Q'_2}{Q_2} = \frac{1}{1 + \left(\dfrac{M}{M_c}\right)^2}$$

L'espressione ricavata ci suggerisce che per $M = M_c = \dfrac{\sqrt{r_2 r_a}}{\omega_0}$ il fattore di merito $Q'_2 = \dfrac{1}{2} Q_2$ e non sempre è lecito diminuire di tanto il coefficiente di risonanza o fattore di merito del secondario.

Di solito, si sceglie per M un valore minore di M_c, in modo da non abbassare troppo il Q'_2 e nello stesso tempo rendere discreta la tensione E_u ai capi del condensatore C_2. Per accoppiamento lasco fra primario e secondario, la curva di selettività dell'amplificatore è quella propria del circuito secondario, mentre si appiattisce sino a causare nel secondario una corrente circolante metà di quella in assenza della reazione del primario, quando si realizza la condizione di M_c.

Circa la banda passante, l'espressione resta quella del circuito precedente, ossia:

$$B = \frac{f_0}{Q'_2}.$$

Esercizio. – **Un amplificatore di tensione in** AF, **con accoppiamento a trasformatore impiega un pentodo avente** $r_a = 1 M\Omega$ **e** $g_m = 1{,}5\ mA/V$. **Sono, inoltre,** $L_1 = 400\ \mu H$ **e** $Q_1 = 70$, $L_2 = 200\ \mu H$ **e** $Q_2 = 90$, $f_0 = 0{,}5\ MHz$, $K = 0{,}5$, $C_p = 15\ pF$; **ricavare:**

a) **la capacità del condensatore d'accordo;**
b) **il coefficiente** M **fra i circuiti;**
c) **l'amplificazione dello stadio;**
d) **la banda passante.**

Il circuito equivalente dell'amplificatore è quello di fig. 184.

a) capacità del condensatore d'accordo:

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2_0 L} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6)^2 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-3}} = \frac{10^{-9}}{1{,}98} = 505\, pF$$

da cui $C_2 = C_0 - C_p = 505 - 15 = 490 pF$.

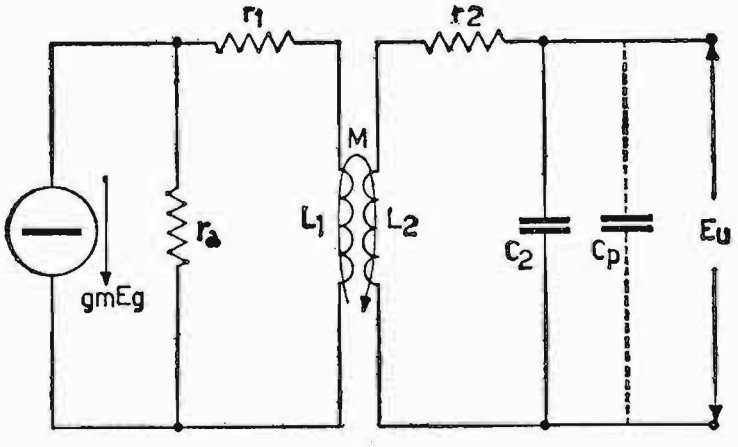


Fig. 184. - Circuito equivalente dell'amplificatore di tensione con accoppiamento a trasformatore, alle sole componenti alternative.

b) Mutua induzione fra i circuiti:
dall'espressione:

$$M = K \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad \text{con} \quad K = 0{,}5$$

si ha:

$$M = 0{,}5 \sqrt{400 \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 0{,}5 \cdot 2{,}83 \cdot 10^{-4} \cong 141{,}5\, \mu H$$

c) Amplificazione dello stadio: essendo il coefficiente di mutua induzione realizzato inferiore al valore di M_c, non possiamo certamente applicare l'espressione

$$A = \frac{1}{2} \mu \sqrt{\frac{R_d}{r_a}}$$

in quanto vincolata alla relazione

$$\omega^2 M^2 = r_a \cdot r_2,$$

bensì l'espressione generica:

$$A = \frac{E_u}{E_g} = \frac{\dfrac{J_2}{\omega_0 C_2}}{E_g} = \frac{J_2}{\omega_0 C_2 \cdot E_g} = \frac{g_m \omega_0 M}{\left(r_2 + \dfrac{\omega^2{}_0 M^2}{r_a}\right) \cdot \omega_0 C_2} = g_m \omega_0 M \cdot Q'_2$$

essendo:

$$\frac{1}{\omega_0 C_2 \cdot \left(r_2 + \dfrac{\omega^2{}_0 M^2}{r_a}\right)} = \frac{\omega_0 L_2}{r_2 + \dfrac{\omega^2{}_0 M^2}{r_a}} = Q'_2$$

dove sono:

$$r_2 = \frac{\omega_0 L_2}{Q_2} = \frac{6{,}28 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{90} = \frac{628}{90} \cong 7\ \Omega$$

$$\frac{\omega^2 M^2}{r_a} = \frac{(6{,}28 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6)^2 \cdot (141{,}5 \cdot 10^{-6})^2}{10^6} = \frac{9{,}9 \cdot 2 \cdot 10^4}{10^6} \cong 0{,}2\ \Omega$$

$$Q'_2 = \frac{\omega_0 L_2}{r_2 + \dfrac{\omega^2{}_0 M^2}{r_a}} = \frac{6{,}28 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{7 + 0{,}2} = \frac{628}{7{,}2} \cong 87$$

$$A = g_m \omega_0 M Q'_2 = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}28 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6 \cdot 141{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 87 \cong 58$$

d) Banda passante:

$$B = \frac{f_0}{Q'_2} = \frac{0{,}5 \cdot 10^6}{87} \cong 5{,}75 \cdot 10^3\ Hz = 5{,}75\ KHz$$

57. Amplificatori di tensione in *AF* con accoppiamento a primario e secondario accordati.

Finora abbiamo studiato circuiti selettivi, i quali favoriscono particolarmente la frequenza f_0 di risonanza, attenuando più o meno rapidamente le frequenze nei dintorni della f_0. Molte volte, invece, si desidera amplificare a guadagno costante non solo la frequenza f_0, ma anche una *ristretta banda di frequenze* adiacenti alla f_0. Infatti, questi amplificatori possono essere destinati ad amplificare il segnale delle radiostazioni. Questo segnale, come vedremo, nel capitolo della modulazione, per ogni stazione

emittente occupa complessivamente un canale di $9KHz$, ossia, $4{,}5KHz$ da ambo le parti di f_0.

La curva di selettività ideale è quella a tratto unito di fig. 185. Essa è del tipo rettangolare e, quindi, a guadagno costante per tutta la banda di frequenze da amplificare. Praticamente è difficile realizzare una curva

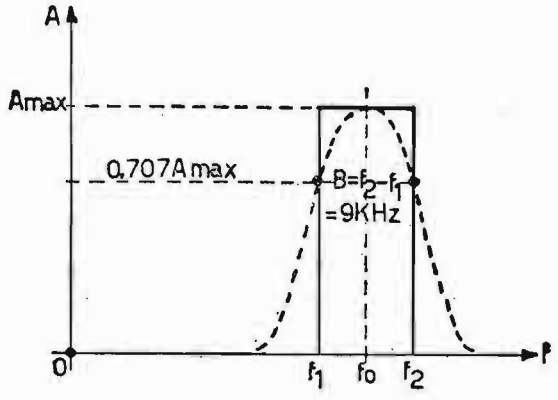


Fig. 185. – Andamento dell'amplificazione per un amplificatore selettivo: curva ideale a tratto unito, curva reale tratteggiata. - Banda passante.

del genere, per cui ci si accontenta di un compromesso facilmente realizzabile con gli amplificatori a primario e secondario accordati. Infatti, agendo sul loro accoppiamento, si riesce ad ottenere la curva tratteggiata compresa nella stessa fig. 185. Essa, per quanto riguarda la sensibilità dell'orecchio umano, si comporta *esattamente* come quella rettangolare già accennata. Il circuito di fig. 186 rappresenta l'amplificatore in discorso. Esso viene denominato comunemente «*passa-banda*», in quanto trova largo impiego nei radioricevitori, come amplificatore a frequenza intermedia. In fig. 187 è rappresentato il circuito differenziale equivalente. Siccome ambedue i

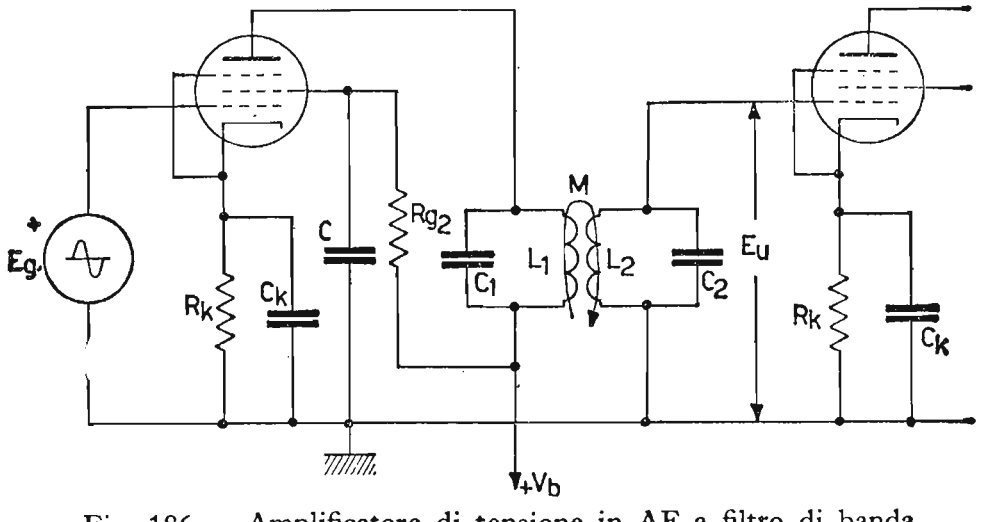


Fig. 186. – Amplificatore di tensione in AF a filtro di banda.

circuiti sono accordati alla stessa frequenza di risonanza, sono di regola: $L_1 = L_2 = L$; $Q_1 = Q_2 = Q$ e $C_1 = C_2 = C$.

Il tubo impiegato è un pentodo, per cui la sua r_a può essere trascurata nei confronti della resistenza complessiva di carico. La tensione E_u vale,

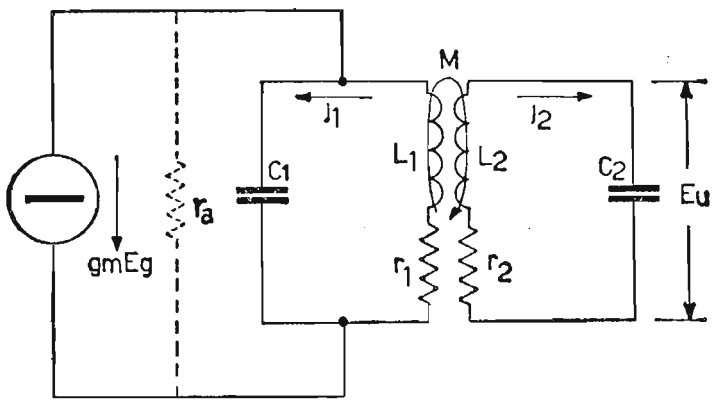


Fig. 187. - Circuito equivalente dell'amplificatore di Fig 186. per le sole componenti alternative.

allora, trascurando la reazione del primario sul secondario, dato l'accoppiamento lasco e considerando la risonanza:

$$E_u = Q_2 \cdot \omega_0 M J_1 = \frac{\omega_0 L_2}{r_2} \cdot \omega_0 M \cdot Q'_1 g_m E_g$$

$$E_u = \frac{\omega_0 L_2}{r_2} \cdot \omega_0 M \cdot \frac{\omega_0 L_1}{r_1 + \dfrac{\omega^2_0 M^2}{r_2}} \cdot g_m E_g = \frac{\omega_0 L_2}{r_2} \cdot \frac{\omega_0 L_1}{r_1} \cdot \frac{\omega_0 M g_m E_g}{\left(1 + \dfrac{\omega^2_0 M^2}{r_1 r_2}\right)}$$

essendo:

$$\frac{\omega_0 L_1}{r_1} = Q_1, \qquad \frac{\omega_0 L_2}{r_2} = Q_2$$

e sapendo che:

$$Q_1 = Q_2 = Q,$$

sostituendo si ha:

$$E_u = \frac{Q^2 \cdot \omega_0 M}{1 + \dfrac{\omega^2_0 M^2}{r_1 r_2}} \cdot g_m E_g$$

Il massimo trasferimento di energia dal primario al secondario si ha quando è realizzato *l'accoppiamento critico*, ossia, quando:

$$K_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{1}{Q} \qquad \text{(Vol. I. pag. 148).}$$

Sostituendo, allora, al termine M l'equivalente

$$M = K\sqrt{L_1 L_2} = KL$$

e stabilendo l'accoppiamento critico, si ha:

$$E_u = \frac{Q^2 \omega_0 KL}{1 + Q^2 K^2} g_m E_g$$

L'amplificazione diventa, allora:

$$A = \frac{E_u}{E_g} = \frac{Q \cdot \omega_0 L \cdot QK}{1 + Q^2 K^2} g_m$$

ricordando che $Q \cdot \omega_0 L = R_d$ e che $KQ = 1$ si ha infine:

$$A = \frac{1}{2} g_m R_d$$

la banda passante vale:

$$B = \sqrt{2}\frac{f_0}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \sqrt{2}\frac{f_0}{Q}$$

Confrontando l'amplificazione del presente amplificatore con quella dell'amplificatore a un solo circuito risonante, la prima risulta esattamente la metà della seconda. Naturalmente l'amplificatore a circuiti accordati, anche se ha l'amplificazione metà, ha il vantaggio, sul precedente, di avere la parte superiore della curva di selettività sufficientemente piana e fianchi più ripidi.

Esercizio. – **Un amplificatore di tensione in *AF* con primario e secondario accordati, impiega un pentodo, avente $g_m = 2\ mA/V$ ed r_a molto elevata rispetto la resistenza complessiva di carico. I circuiti risonanti sono uguali ed accordati sulla frequenza di 470 *KHz* ed hanno ciascuno l'induttanza $L = 560\ \mu H$ e $Q = 80$.**

Se l'accoppiamento è $K = 0{,}75\ K_c$ e l'impedenza d'ingresso allo stadio seguente è praticamente infinita, ricavare:

a) **la capacità di ciascun condensatore;**
b) **il coefficiente M fra i circuiti;**
c) **l'amplificazione dello stadio;**
d) **la banda passante.**

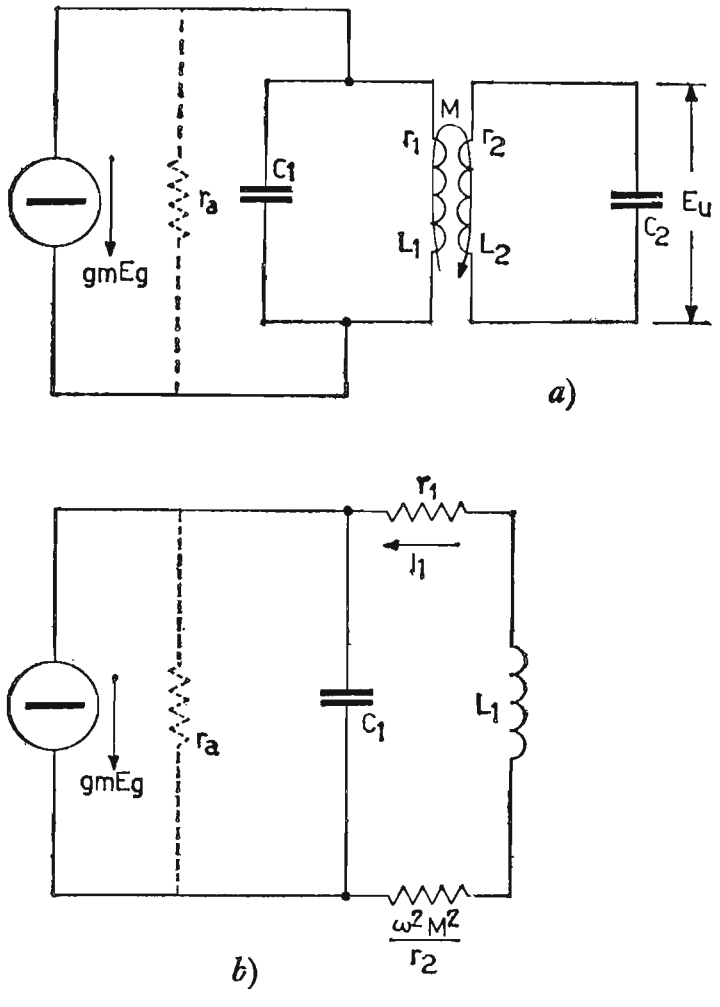


Fig. 188. – Amplificatore di tensione in AF a filtro di banda: *a*) circuito equivalente differenziale; *b*) circuito equivalente relativo al solo primario, in presenza del secondario; *c*) circuito equivalente relativo al solo secondario con fem E_2, agente in serie indotta dal primario.

Nella fig. 188*a*), è rappresentato il circuito equivalente dell'amplificatore con primario e secondario accordati. In *b*) lo stesso riferito al primario, in *c*) lo stesso riferito al secondario.

a) Capacità dei condensatori:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{\omega^2{}_0 L} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 470 \cdot 10^3)^2 \cdot 560 \cdot 10^{-6}} = \frac{10^{-9}}{8{,}7 \cdot 0{,}56} =$$

$$= \frac{10^{-9}}{4{,}87} \cong 205\ pF$$

b) M fra i circuiti: anzitutto ricaviamo la resistenza serie:

$$r = \frac{\omega_0 L}{Q} = \frac{6{,}28 \cdot 470 \cdot 10^3 \cdot 560 \cdot 10^{-6}}{80} = \frac{2{,}95 \cdot 10^6 \cdot 560 \cdot 10^{-6}}{80} \cong 20{,}6\ \Omega$$

$$K_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{80} = 0{,}0125,$$

da cui:

$$K = 0{,}75 \cdot K_c = 0{,}75 \cdot 0{,}0125 = 0{,}009375,$$

ed infine:

$$M = K\sqrt{L_1 L_2} = KL = 0{,}009375 \cdot 560 \cdot 10^{-6} = 5{,}25\ \mu H.$$

c) Amplificazione dello stadio:

$$A = g_m R_d \frac{Q K}{1 + Q^2 K^2},$$

dove:

$$R_d = Q^2 \cdot r = 80^2 \cdot 20{,}6 = 64 \cdot 10^2 \cdot 20{,}6 \cong 132 \cdot 10^3\ \Omega,$$

quindi:

$$A = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 132 \cdot 10^3 \cdot \frac{80 \cdot 0{,}009375}{1 + (80 \cdot 0{,}009375)^2} = 264 \cdot \frac{0{,}75}{1 + 0{,}5625} \cong 127,$$

d) Banda passante:

$$B = \sqrt{2}\,\frac{f_0}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \sqrt{2}\,\frac{f_0}{Q} = 1{,}41 \cdot \frac{470 \cdot 10^3}{80} \cong 8{,}28\ KHz.$$

58. **Amplificatori a transistori per segnali deboli in AF.**

Gli amplificatori accordati a transistori, così come quelli già studiati a tubi elettronici, hanno come funzione principale quella di amplificare un determinato intervallo di frequenze e di eliminare tutte le altre situate oltre la banda considerata (fig. 185). Purtroppo l'impiego dei transistori in alta frequenza fa sorgere problemi analoghi a quelli dovuti ai triodi, impiegati per le stesse frequenze. Infatti, nei triodi la capacità griglia-anodo C_{ga} provoca un effetto retroattivo nocivo nel circuito

di griglia, il quale effetto cessa se opportunamente neutralizzato, (vedi amplificatori di potenza in AF) oppure cessa impiegando con maggior profitto, quando è lecito, i pentodi. Analogamente nel transistore per effetto della capacità collettore-base C_{CB} si origina un'influenza del circuito d'uscita su quello d'entrata. Si può ovviare a questo inconveniente anche per i transistori, effettuando, come per i tubi elettronici, una neutralizzazione. Attualmente si costruiscono transistori di tipo pianare-epitassiale, nei quali, essendo minima la capacità collettore-base, è trascurabile il suo effetto retroattivo per un notevole campo di frequenze e di conseguenza non viene impiegata negli amplificatori di AF, utilizzanti tali transistori, la neutralizzazione. Un altro elemento, che influisce negativamente nell'amplificatore a transistori, è la bassa impedenza d'entrata dello stadio successivo, cosa che non accade per i circuiti impieganti tubi elettronici.

Lo schema di principio di un amplificatore selettivo a transistori è rappresentato in fig. 189. In esso i carichi dei collettori, sono costituiti da un circuito primario accordato: LC, $L'C'$, $L''C''$ e da un secondario aperiodico L_1, L_2, L_3, a differenza di quanto avviene negli amplificatori a filtro di banda, impieganti tubi elettronici, in cui si usano due circuiti accordati (paragrafo 57). La polarizzazione e la stabilizzazione sono ottenute nel modo tradizionale, mentre i condensatori C_1 e C_2 hanno lo scopo di cortocircuitare le resistenze, alle quali sono collegati, per il segnale di AF. I componenti $R_n C_n$ e $R'_n C'_n$ servono dove occorre e specialmente per quei transistori di vecchia costruzione, in cui la C_{CB} è sensibilmente grande, ad operare la unilateralizzazione dell'amplificazione. Infatti, come si può notare in fig. 186 a tratto sono disegnate la capacità parassita collettore base C_{CB} e la conduttanza collettore-base G_{CB}. Per la loro presenza, l'amplificazione dello stadio, anziché essere unilaterale, ossia causante unicamente il trasporto del segnale d'ingresso all'uscita amplificato senza alcun fenomeno di reazione dell'uscita sull'ingresso, avviene invece in modo bilaterale, ossia il segnale d'uscita viene immesso di nuovo all'ingresso. Questo effetto produce delle anomalie nel funzionamento dell'amplificatore, come ad esempio l'innesco di oscillazioni. Per eliminare tale effetto di reazione si invia all'ingresso, tramite i gruppi $R_n C_n$, un segnale di ampiezza uguale a quello di reazione interna, ma di fase opposta. Tale segnale viene prelevato dal secondario aperiodico di ciascun carico di collettore e di fase opportuna per effettuare l'operazione di compensazione. La presenza contemporanea dei componenti C_n ed R_n serve per compensare, sia la parte reattiva (C_{CB}), sia quella attiva ($1/G_{CB}$) del segnale di reazione fra uscita ed ingresso. Il collettore in ciascuno stadio è collegato in una posizione intermedia dell'induttanza del circuito accordato primario di complessive N_2 spire, per impegnare solo N_1 spire. In questo modo la resistenza di uscita

del transistore $\frac{1}{h_{oe}}$ viene riflessa in parallelo al circuito oscillante moltiplicata per il quadrato del rapporto di trasformazione $\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2$ e quindi risulta di qualche unità superiore al suo valore reale in quanto è sempre $N_2 > N_1$.

Questo sistema permette alla resistenza d'uscita del transistore di non influire in modo sensibile sul fattore di merito Q del circuito oscillante e, di conseguenza, lasciare quasi inalterata la sua selettività. L'accoppia-

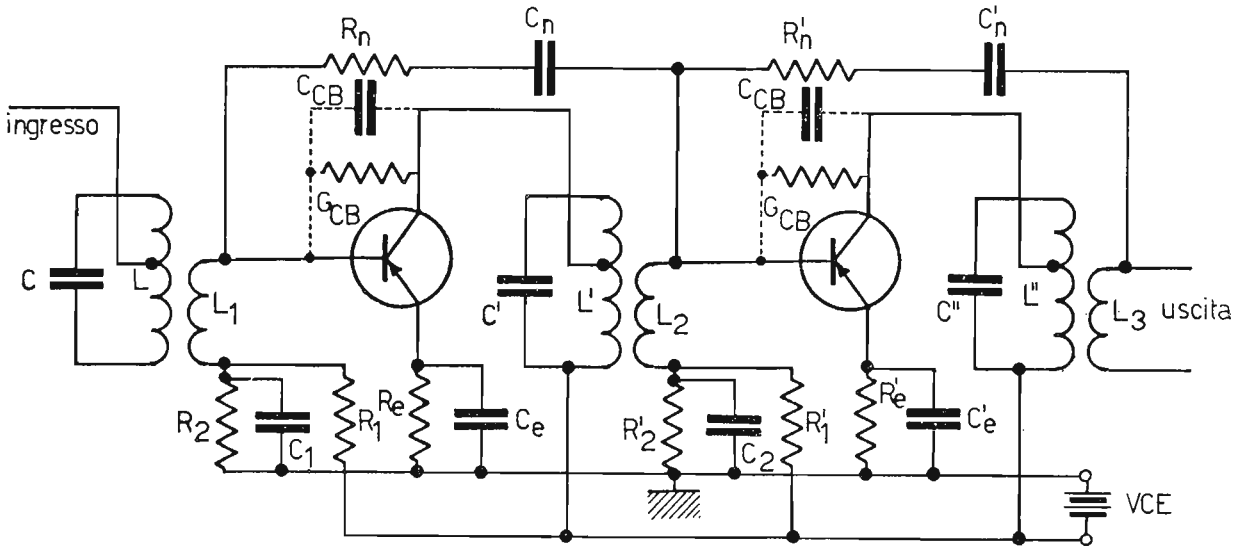
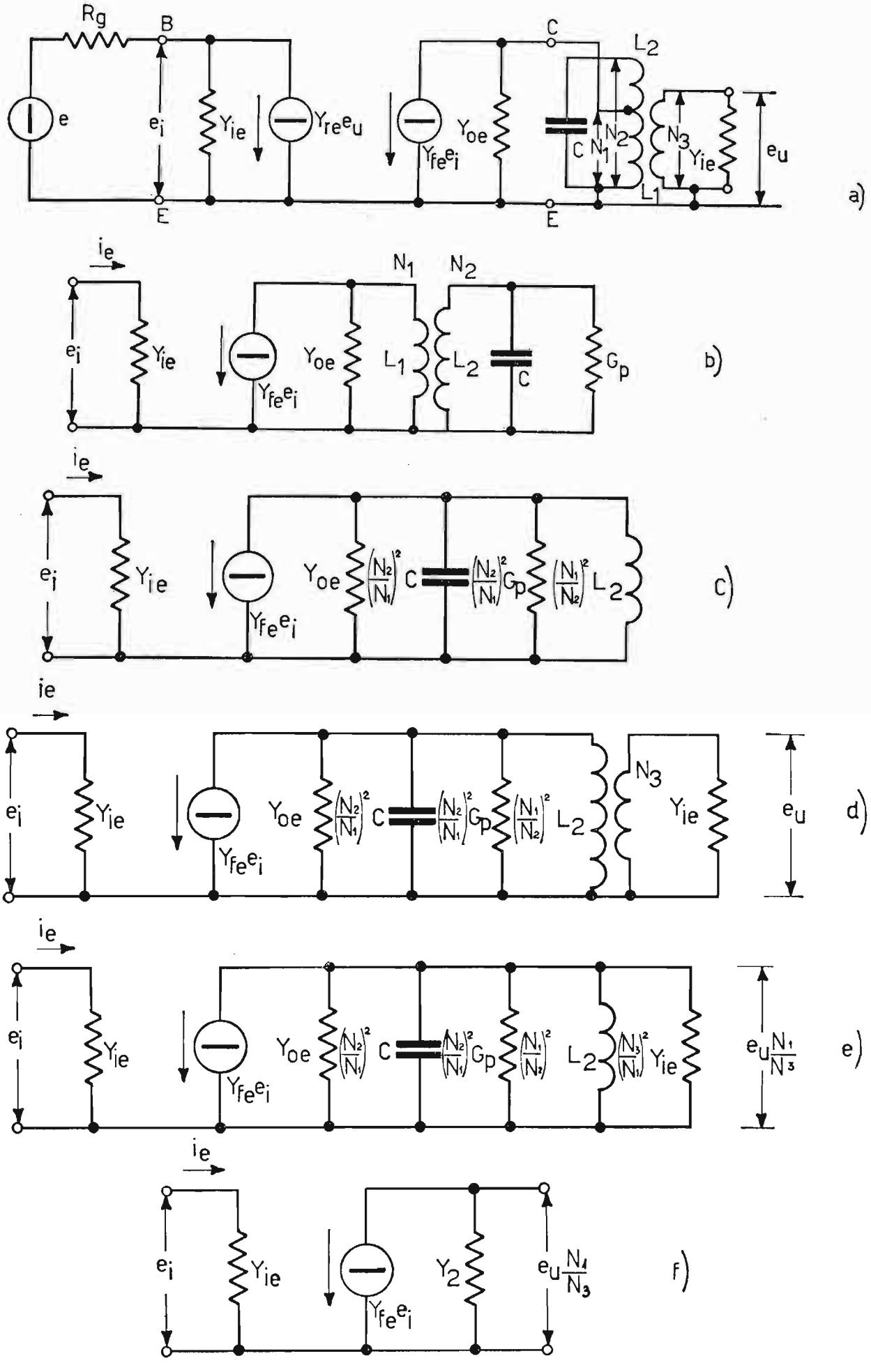


Fig. 189. – Schema elettrico di principio di un amplificatore selettivo a filtro di banda impiegante transistori.

mento con lo stadio successivo viene effettuato per mutua induzione, mediante una induttanza (L_1, L_2, L_3) con esiguo numero di spire (trasformatore in discesa), in modo da adattare la bassa resistenza d'entrata del transistore h_{ie} con l'elevata resistenza equivalente parallelo del circuito oscillante, in modo da ottenere la condizione di massima potenza trasferita dal transistore al carico. Ciò si verifica quando il carico complessivamente ha un'impedenza pari a quella di uscita del transistore. Ovviamente, se si fosse impiegato nel carico del collettore un secondario pure accordato, data la bassa impedenza d'ingresso del transistore, si sarebbe caricato talmente il circuito oscillante interessato da diminuirgli notevolmente il fattore di merito e la selettività e rendere conseguentemente inaccettabile

Fig. 190. – *a*) Circuito equivalente differenziale, impiegante i parametri « *Y* », dell'amplificatore selettivo di fig. 189; *b*) circuito equivalente differenziale semplificato, omettendo l'influenza del secondario; *c*) circuito equivalente differenziale con i componenti primari riportati a rapporto unitario; *d*) introduzione del secondario nel circuito equivalente differenziale del caso *b*); *e*) componenti secondari riportati a rapporto unitario; *f*) circuito equivalente differenziale dell'amplificatore selettivo, completo e semplificato.



$$Y_2 = Y_{oe} + G_p\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 + Y_{ie}\left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2$$

l'amplificazione. Il circuito equivalente differenziale dell'amplificatore di fig. 189, limitatamente ad uno stadio di amplificazione è riportato in fig. 190a). In esso vengono impiegati i parametri Y. In b) viene trascurato il generatore di corrente $Y_{re}\, e_u$ se si effettua la unilateralizzazione dell'amplificazione, oppure quando si impiegano transistori in cui l'effetto di retroazione (C_{CB} e G_{CB}) è trascurabile. Inoltre, per semplicità, non viene considerato il secondario aperiodico, ai capi del quale esiste la tensione e_u. Le induttanze L_1 ed L_2 rappresentate nello stesso circuito indicano: la prima, l'avvolgimento ai capi del quale è collegato il collettore, mentre la seconda indica tutta l'induttanza del circuito oscillante. N_1 ed N_2 rappresentano le relative spire. In c) vengono riportati a rapporto unitario, i componenti C, L, G_p, mentre in d) ritorniamo al circuito completo, in quanto viene introdotta nel circuito c) l'induttanza di accoppiamento con lo stadio successivo, composta di N_3 spire e chiusa sull'ammettenza Y_{ie}, ai capi della quale vi è la tensione e_u. In e) viene riportata a rapporto unitario anche l'ultima parte introdotta, ed infine in f) il circuito viene semplificato, supponendo anzitutto che il circuito oscillante sia alimentato alla propria frequenza di risonanza, per cui le parti immaginarie si elidono ed avendo conglobato in un'unica ammettenza Y_2 la somma delle singole ammettenze, secondo l'espressione:

$$Y_2 = Y_{oe} + G_p\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 + Y_{ie}\left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2.$$

In riferimento della fig. 190f) e supponendo la risonanza, si ha:

$$e_u \frac{N_1}{N_3} = \frac{Y_{fe}\, e_i}{Y_2}$$

dalla quale si ricava per e_u l'espressione:

$$e_u = \frac{\dfrac{N_3}{N_1}\, Y_{fe}\, e_i}{Y_2}.$$

Il guadagno di tensione alla risonanza vale, allora:

$$A_v = \frac{e_u}{e_i} = \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{Y_{fe}}{Y_2}.$$

CAPITOLO X

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN ALTA FREQUENZA

Gli amplificatori di potenza in *AF* sono destinati a fornire grandi potenze alternative: da qualche watt a centinaia di Kwatt e sono impiegati quasi esclusivamente nei *radiotrasmettitori*. Mentre, per gli amplificatori di tensione non è chiesto un elevato rendimento anodico, dato che sono in giuoco piccole potenze, per questi amplificatori, invece, il rendimento anodico è *condizione essenziale* e tanto più quanto maggiori sono le potenze in giuoco. Il carico anodico di questi amplificatori è costituito da un *circuito accordato* (circuito volano), sia che l'amplificatore si trovi in uno stadio intermedio del trasmettitore, sia che esso fornisca potenza all'antenna trasmittente. L'elemento di eccitazione di questo amplificatore può essere: o un amplificatore separatore, che segue il circuito oscillatore, oppure un precedente amplificatore pilota di potenza. I vantaggi che si ottengono, impiegando come carico anodico un circuito accordato sono diversi, ossia: impiego della classe *C*, che permette elevati rendimenti anodici; assorbimento delle capacità parassite, sia del tubo, sia dei collegamenti; amplificazione del segnale senza distorsione, anche se il regime di funzionamento è a carattere impulsivo, purchè il fattore di merito a carico del circuito risonante sia maggiore di 15 ÷ 20; impiego del circuito come moltiplicatore di frequenza. Nel presente capitolo la trattazione è limitata all'impiego dei soli tubi elettronici, date le notevoli potenze richieste da queste apparecchiature.

59. Funzionamento di un amplificatore in classe *C*.

Gli amplificatori in classe *C* sono impiegati principalmente per l'amplificazione di segnali ad *alta frequenza* non modulata o per la modulazione di frequenza. Il circuito tipico di questo amplificatore in due versioni, è quello di fig. 191*a*) *b*), dove per semplicità si impiega un triodo. L'alimentazione anodica del caso *a*) è del tipo serie, mentre quella del caso *b*) è del tipo parallelo.

Quest'ultima alimentazione permette di non sottoporre il circuito accor-

dato d'uscita alla tensione continua di alimentazione. La polarizzazione della griglia è ottenuta da un tensione negativa fissa, ma, come vedremo negli oscillatori, essa si può ottenere anche per *autopolarizzazione per falla*

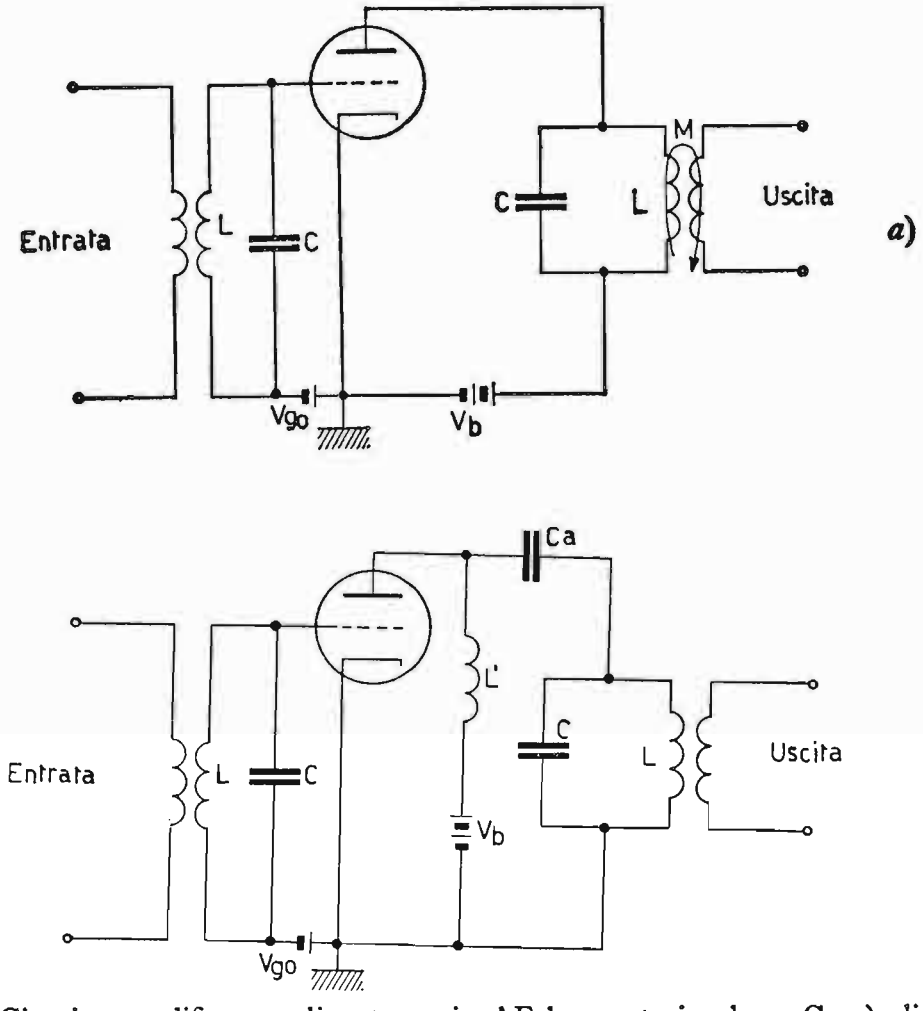


Fig. 191. – Circuito amplificatore di potenza in AF lavorante in classe C: *a*) alimentazione serie; *b*) alimentazione parallelo tramite l'induttanza d'arresto per l'alta frequenza L'.

di griglia. Il condensatore di accoppiamento C_a deve presentare un blocco solamente per la componente continua.

Il funzionamento dell'amplificatore in classe *C* è rappresentato in fig. 192, la tensione V_{g0} è tale da superare la tensione di interdizione di griglia V_{gi}, permettendo al segnale E_g di raggiungere anche picchi positivi di griglia La corrente anodica circola per un tempo *minore di mezzo periodo* e solamente, quando la tensione V_g esce dall'interdizione, ossia in corrispondenza ai valori minimi di tensione anodica. La fig. 193 rappresenta le forme d'onda delle principali tensioni e correnti relative all'amplificatore in classe *C*. In essa, la corrente anodica circola da $-\theta_0$ a $+\theta_0$ ogni periodo di oscillazione; le tensioni anodica e di griglia controllo sono fra di loro in opposizione di fase (di 180°) e per merito del circuito risonante, perfettamente sinusoidali,

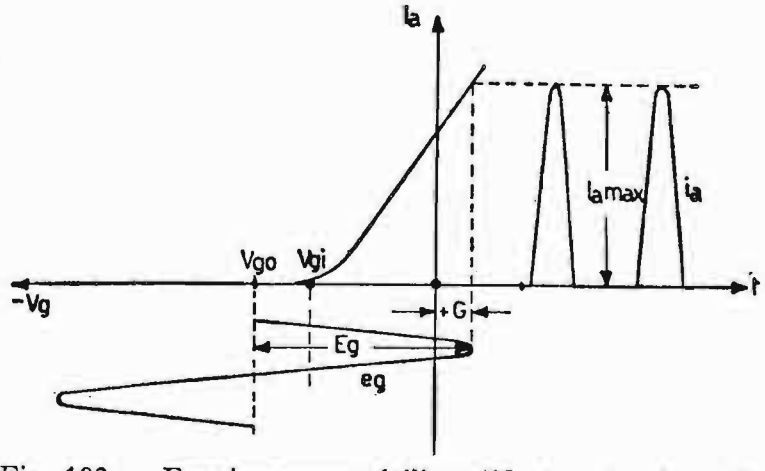


Fig. 192. – Funzionamento dell'amplificatore in classe C, mediante la caratteristica mutua dinamica. È visibile la tensione V_{go} di polarizzazione maggiore di V_{gi}.

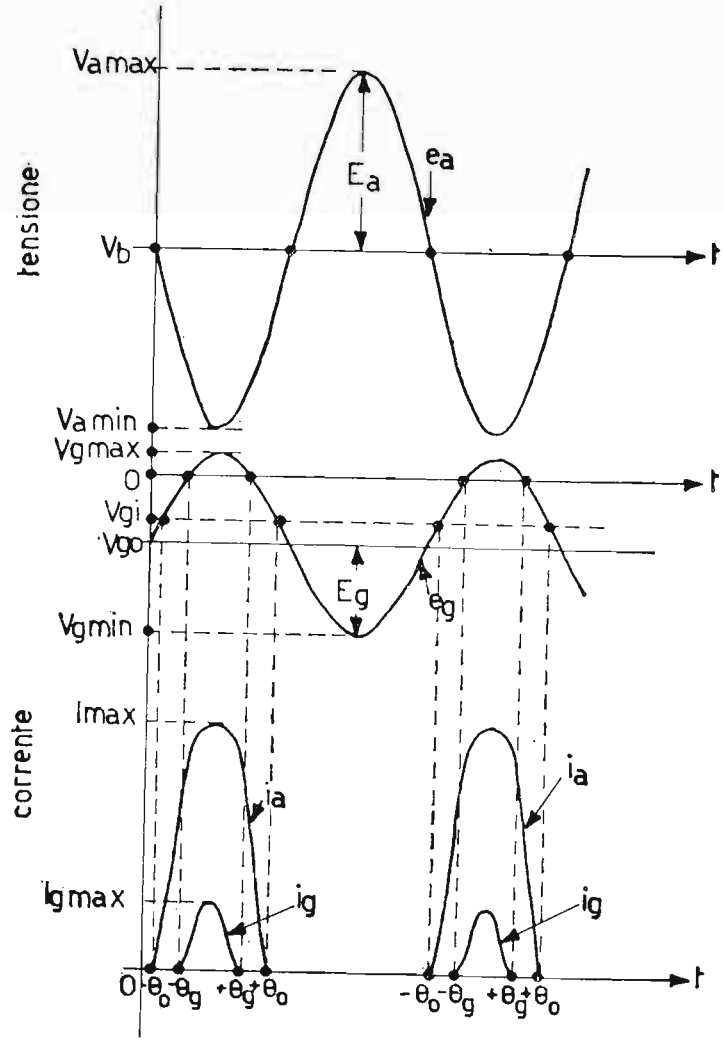


Fig. 193. – Andamento delle grandezze fondamentali: tensioni e correnti e loro relazione di fase in funzione del tempo, per un amplificatore in classe C.

se $Q' \geq 20$. Circolando corrente di griglia durante il tempo in cui la griglia è resa positiva, la sorgente eccitatrice, a differenza degli amplificatori di tensione, abbisogna di una certa potenza.

Solitamente la tensione positiva di griglia è minore o al massimo uguale alla tensione minima anodica. Quando, invece, la tensione positiva di griglia supera la tensione minima anodica, specialmente per i pentodi si ha un insellamento nella corrente anodica corrispondente, come rappresentato in fig. 194, per cui in queste condizioni oltre a deformare la corrente anodica, diminuendo il tasso della grandezza fondamentale J_{a1}, aumenta la corrente (e, quindi, la dissipazione) della griglia controllo.

Contemporaneamente diminuisce il rendimento anodico. In fig. 194*a*) l'andamento per $+G < V_{a\ min}$, mentre in *b*) l'andamento per $+G > V_{a\ min}$.

L'invio di potenza utile al carico anodico per la classe *C* di fun-

zionamento avviene periodicamente con un certo intervallo di riposo fra guizzo e guizzo.

Ciò migliora il rendimento anodico e non influisce sulla uniformità dell'ampiezza delle oscillazioni in quanto, essendo il carico anodico costi-

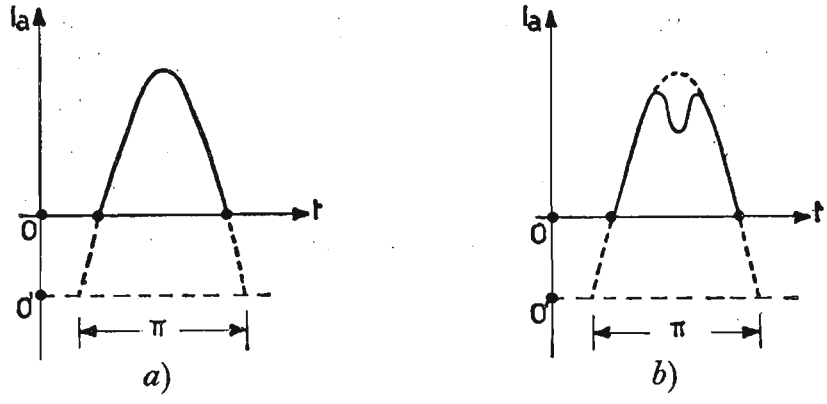


Fig. 194. – Andamento della corrente alternativa anodica nell'amplificatore in classe C: per $+G \leq V_{a\ min}$ e per $+G > V_{a\ min}$.

tuito da un circuito oscillante, questo, abbisogna, per ogni periodo, solamente della potenza che perde, allorché, durante il tempo d'interdizione del tubo, il circuito oscillante viene abbandonato a se stesso.

60. **Valore istantaneo della corrente anodica.**

Prendiamo in esame il guizzo di corrente anodica e fissiamo le grandezze componenti, proponendoci di ricavare le espressioni, che le governano.

La fig. 195 mostra l'andamento della corrente anodica, considerata idealmente, una parte dell'intera semionda e l'angolo di circolazione effettivo $2\,\theta_0$ ($120^0 \div 150^0$ su 360^0 del periodo). Il valore istantaneo della corrente anodica circolante, in relazione alla fig. 195 vale:

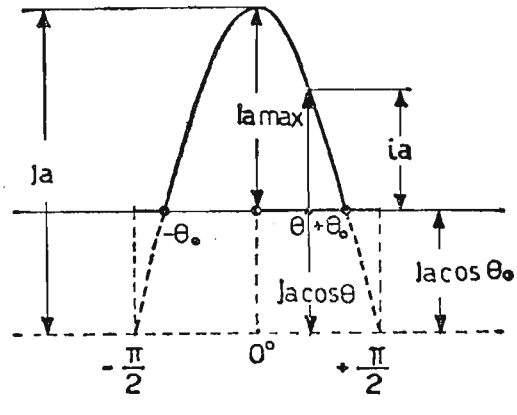


Fig. 195. – Grafico relativo al guizzo di corrente anodica nell'amplificatore in classe C, quando il semiangolo di circolazione θ_0 è $< 90^0$ per la ricerca dell'espressione del suo valore istantaneo.

$$i_a = J_a \cos\theta - J_a \cos\theta_0$$

$$I_{a\,max} = J_a - J_a \cos\theta_0$$

indicando con θ l'angolo qualunque e con θ_0 l'angolo per il quale la corrente anodica si interdice. I termini coseno sono stati impiegati, in quanto la curva è simmetrica rispetto l'ordinata centrale. Sostituendo, nella prima espressione, ad J_a il valore ricavato dalla seconda, ossia:

$$J_a = \frac{I_{a\,max}}{1 - \cos\theta_0}$$

si ha:

$$i_a = \frac{J_{a\,max}}{1 - \cos\theta_0} (\cos\theta - \cos\theta_0).$$

Le componenti I_{a0}, J_{a1} J_{a2}, J_{a3}, ... valgono rispettivamente:

$$I_{a0} = \frac{I_{a\,max}}{\pi(1 - \cos\theta_0)} (\text{sen}\,\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0) \qquad \text{(componente continua)}$$

$$J_{a1} = \frac{I_{a\,max}}{\pi(1 - \cos\theta_0)} (\theta_0 - \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0) \qquad \text{(ampiezza della fondamentale)}$$

$$J_{a2} = \frac{I_{a\,max}}{\pi(1 - \cos\theta_0)} \left(\frac{\text{sen}\,3\theta_0}{3} + \text{sen}\,\theta_0 - \cos\theta_0\,\text{sen}\,2\theta_0 \right)$$

(ampiezza della seconda armonica)

$$J_{a3} = \frac{I_{a\,max}}{\pi(1 - \cos\theta_0)} \left(\frac{\text{sen}\,4\theta_0}{4} + \frac{\text{sen}\,2\theta_0}{2} - \frac{2}{3} \cos\theta_0\,\text{sen}\,3\theta_0 \right)$$

(ampiezza della terza armonica).

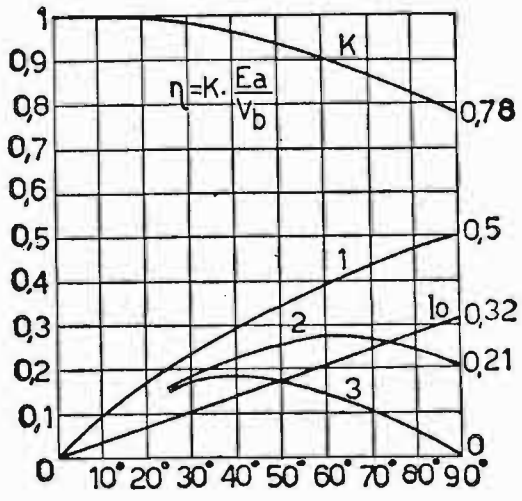
Le componenti suaccennate sono state ricavate mediante operazioni di integrazione delle singole espressioni iniziali. La fig. 196 rappresenta i successivi valori che le grandezze ricavate assumono a seconda dei gradi di circolazione θ_0 da 0^0 a 90^0, considerando $I_{amax} = 1$.

Essa è molto pratica, in quanto, fornisce immediatamente il coefficiente da moltiplicare per $I_{a\,max}$, per ottenere le singole armoniche componenti il guizzo della corrente anodica. È anche in evidenza nella stessa figura il coefficiente K che, moltiplicato per $\frac{E_a}{V_b}$ fornisce il rendimento anodico dello stadio, come vedremo in seguito.

61. Angolo $2\theta_0$ di circolazione della corrente anodica.

Alle volte, sono noti i componenti E_a, E_g, μ desunti dalle caratteristiche anodiche del tubo e si desidera ricavare l'angolo 2θ di circolazione della corrente anodica. Per far questo riprendiamo l'equazione del Vallauri riferita ai volt di griglia:

$$i_a = g_m \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right)$$



$I_{a\,max} = 1$

Fig. 196. - Andamento del valore delle componenti: continua (0) e delle armoniche successive: prima (1), seconda (2) e terza (3) in funzione del semiangolo di circolazione θ_0, del guizzo di corrente anodica (immaginandolo una parte di una sinusoide) Fig. 195. È rappresentato, inoltre, sempre in funzione di θ_0, l'andamento del coefficiente K, da moltiplicarsi per $\frac{E_a}{V_b}$ per ottenere il rendimento anodico η.

in base alla fig. 193 sostituiamo alle tensioni istantanee di griglia e di placca i seguenti valori equivalenti:

$$\begin{cases} V_g = -V_{g0} + e_g \\ V_a = V_b - e_a \end{cases}$$

ossia:

$$i_a = g_m \left(-V_{g0} + e_g + \frac{V_b - e_a}{\mu} \right)$$

siccome:

$$e_g = E_g \cos\theta \quad \text{ed} \quad e_a = E_a \cos\theta$$

separando le costanti:

$$-V_g \quad \text{e} \quad \frac{V_b}{\mu}$$

da quelle variabili, si ha:

$$i_a = g_m \left[\left(-V_{g0} + \frac{V_b}{\mu} \right) + \left(E_g - \frac{E_a}{\mu} \right) \cos \theta \right].$$

Siccome la corrente anodica cessa, quando $\theta = \theta_0$, non essendo nullo il termine g_m, sarà nulla la parte fra le parentesi quadre, ossia:

$$\left(-V_{g0} + \frac{V_b}{\mu} \right) + \left(E_g - \frac{E_a}{\mu} \right) \cos \theta_0 = 0, \quad \text{da cui} \quad \cos \theta_0 = \frac{V_{g0} - \dfrac{V_b}{\mu}}{E_g - \dfrac{E_a}{\mu}}.$$

Può succedere, infine, il caso inverso, ossia: si conosce dal diagramma di fig. 196 il semiangolo θ_0 più conveniente e si desidera ricavare la tensione E_g di ingresso, fissando anche un eventuale $+ G$ di griglia controllo. Servendosi, allora, dell'espressione precedente e sostituendo $E_g - G$ al termine V_{g0} si ha per E_g l'espressione:

$$E_g = \frac{1}{1 - \cos \theta_0} \left(\frac{V_b - E_a \cos \theta_0}{\mu} + G \right).$$

Osservando che:

$$\frac{V_b - E_a \cos \theta_0}{\mu}$$

rappresenta la tensione V_{gi} di interdizione di griglia, l'espressione della E_g si semplifica nella:

$$E_g = \frac{V_{gi} + G}{1 - \cos \theta_0}.$$

62. Potenza, rendimento, resistenza equivalente di carico.

In relazione alle espressioni precedenti, possiamo risalire alla potenza di alimentazione a quella utile ed al rendimento, inoltre, possiamo ricavare anche la resistenza equivalente di carico, ossia successivamente:

$$P_{al} = V_b \cdot I_{a0} = V_b \cdot I_{a\,max} \left[\frac{\operatorname{sen} \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{\pi (1 - \cos \theta_0)} \right]$$

$$P_u = \frac{1}{2} E_a J_{a1} = \frac{1}{2} E_a \cdot I_{a\,max} \left[\frac{\theta_0 - \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0}{\pi\,(1 - \cos\theta_0)} \right]$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{E_a}{V_b} \left[\frac{\theta_0 - \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0}{2\,(\text{sen}\,\theta_0 - \theta_0 \cos\theta_0)} \right] = \frac{E_a}{V_b} \cdot K$$

$$R \text{ equiv. al carico} = \frac{E_a}{J_{a1}} = \frac{E_a}{I_{a\,max}} \left[\frac{\pi\,(1 - \cos\theta_0)}{\theta_0 - \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0} \right].$$

Il fattore K che moltiplica $\frac{E_a}{V_b}$ nell'espressione del rendimento anodico, visibile in fig. 196 parte dal valore 1 per $\theta_0 = 0^0$ e scende a 0,78 per $\theta_0 = 90^0$. In questo modo possiamo contare su un rendimento anodico variabile dal 70 ÷ 85%.

63. Procedimento di calcolo di un amplificatore in classe *C* impiegante un triodo.

Per progettare un amplificatore in classe *C*, impiegando, ad esempio, un triodo si debbono, per comodità, seguire le seguenti fasi:

a) con il triodo a disposizione, compatibilmente alla massima dissipazione anodica, si fissa il valore massimo della corrente anodica.

b) si stabiliscono i valori delle tensioni: massima di griglia e minima anodica, compatibili con la corrente massima scelta. È bene scegliere una tensione + G di griglia controllo minore della tensione minima anodica, in modo da evitare l'insellamento della corrente anodica.

c) osservando la fig. 196 si sceglie il semiangolo di circolazione θ_0 che fornisce il migliore rendimento anodico, compatibile con la potenza utile che si desidera ottenere e la minima potenza di eccitazione. L'angolo di circolazione $2\,\theta_0$ mediamente vale: $120^0 \div 150^0$.

d) in base all'angolo di circolazione si calcola la tensione di polarizzazione di griglia V_{g0} e, quindi, conoscendo $+ G$ permesso, la tensione E_g di ingresso.

e) si calcolano, infine, la potenza di alimentazione, quella utile, il rendimento anodico e, quindi, si progetta il carico anodico, costituito da un circuito accordato.

Esercizio. – **Si desidera progettare un amplificatore di potenza in classe *C*, impiegando il tubo a fascio 807 montato a triodo. Le caratteristiche anodiche sono quelle di fig. 197, la frequenza di la-**

voro è 1 MHz, $\mu = 9$, la tensione $V_b = 600$ volt, la dissipazione anodica 25 watt. Ricavare i dati di funzionamento e progettare il carico anodico.

In base alla dissipazione anodica, si sceglie la corrente massima di 200 mA, cui corrisponde una $V_{a\,min} = 110$ volt.

Siccome il massimo positivo di griglia è $+ G = 15$ volt, siamo senz'altro

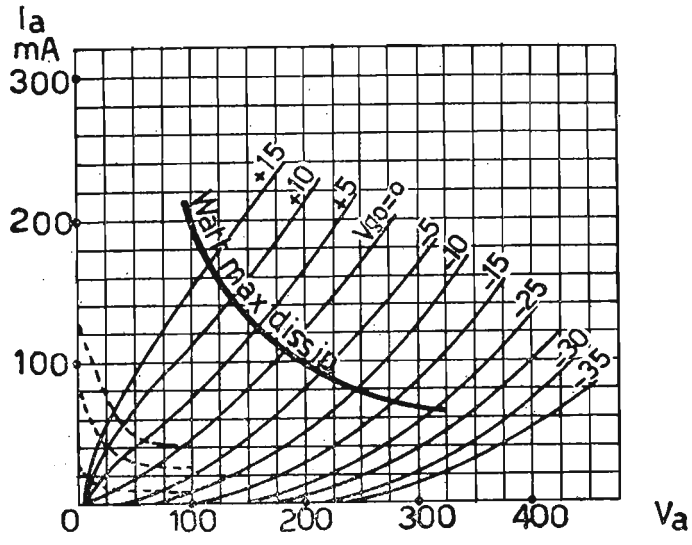


Fig. 197. – Caratteristiche anodiche statiche del tubo di potenza 807 collegato a triodo (griglia schermo commessa alla placca).

nelle condizioni favorevoli di funzionamento. Scegliendo un semiangolo di circolazione $\theta_0 = 60^0$ e consultando il diagramma di fig. 196 si ha:

$$I_{a0} = 0{,}21 \cdot I_{a\,max} = 0{,}21 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 42\ mA$$

$$J_{a1} = 0{,}39 \cdot I_{a\,max} = 0{,}39 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 78\ mA$$

per cui:

$$P_{al} = V_b \cdot I_{a0} = 600 \cdot 42 \cdot 10^{-3} = 25{,}2 \text{ watt}$$

$$P_u = \frac{1}{2} E_a J_{a1} = \frac{1}{2}(600 - 110) \cdot 78 \cdot 10^{-3} = \frac{38{,}22}{2} = 19{,}11 \text{ watt}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_{al}} = \frac{19{,}11}{25{,}2} \cong 0{,}76 \quad \text{pari al } 76\%$$

$$P_d = P_{al} - P_u = 25{,}2 - 19{,}11 = 6{,}09 \text{ watt}$$

Il segnale d'ingresso E_g, vale:

$$E_g = \frac{1}{1 - \cos \theta_0} \left(\frac{V_b - E_a \cos \theta_0}{\mu} + G \right),$$

$$E_g = \frac{1}{1 - 0{,}5} \left(\frac{600 - 490 \cdot 0{,}5}{9} + 15 \right) = 2\,(39{,}4 + 15) = 108{,}8 \text{ volt}$$

da cui $V_{g0} = E_g - G = 108{,}8 - 15 = 93{,}8$ volt.

La resistenza equivalente di carico, vale:

$$R \text{ eq.} = \frac{E_a}{J_{a1}} = \frac{490}{78 \cdot 10^{-3}} \cong 6280\ \Omega.$$

Il carico anodico, costituito da un circuito oscillante accordato a 1 *MHz* dovrà avere, collegato all'utilizzatore, una resistenza complessiva di 6280Ω.

Supponendo, ora, che il circuito oscillante trasferisca potenza ad una antenna e questa rifletta, in serie al circuito stesso, una resistenza tale da ridurre il coefficiente di merito o di risonanza al valore $Q' = 25$, i componenti L e C si ricavano nel seguente modo: dall'espressione:

$$Q' = \omega\, C\, R \text{ eq.}$$

si ha:

$$C = \frac{Q'}{\omega\, R \text{ eq.}} = \frac{25}{6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 6280} = \frac{25}{39{,}5 \cdot 10^9} \cong 634\, pF$$

da cui:

$$L = \frac{1}{\omega^2\, C} = \frac{1}{39{,}5 \cdot 10^{12} \cdot 634 \cdot 10^{-12}} = \frac{1}{39{,}5 \cdot 634} \cong 40\ \mu H.$$

64. Neutralizzazione della capacità C_{ga} in *AF*.

Nel paragrafo 22 abbiamo studiato l'effetto della capacità interelettrodica C_{ga} di un triodo sul circuito d'ingresso dell'amplificatore.

Questa capacità, notevole per i triodi, fa sì che in *AF* i circuiti di placca e di griglia risultino *accoppiati con scambio di energia*. Ora, per ovviare agli effetti nocivi di detta capacità, s'impiegano valvole schermate, cioè, pentodi o tetrodi a fascio, in quanto la loro C_{ga} è talmente piccola da potere trascurare l'effetto nocivo, quale, ad esempio, l'innesco di oscillazioni, per compensazione delle perdite del circuito oscillante di griglia. Però, se le potenze in giuoco sono rilevanti e la frequenza di lavoro è elevata, non possiamo ricor-

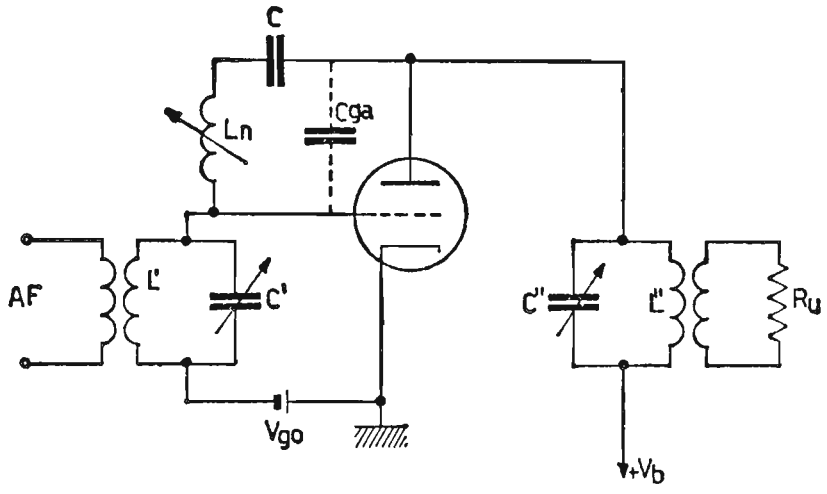


Fig. 198. – Amplificatore in classe C neutralizzato in AF dall'effetto della C_{ga}, tramite la bobina L_n.

rere a tubi schermati, sia perché le distanze interelettrodiche limitano la frequenza di lavoro, sia per la discreta potenza assorbita dalla griglia schermo.

Si ricorre, allora, all'impiego di triodi. Di solito in un amplificatore in classe *C*, sia il circuito anodico, sia quello di griglia sono circuiti accordati

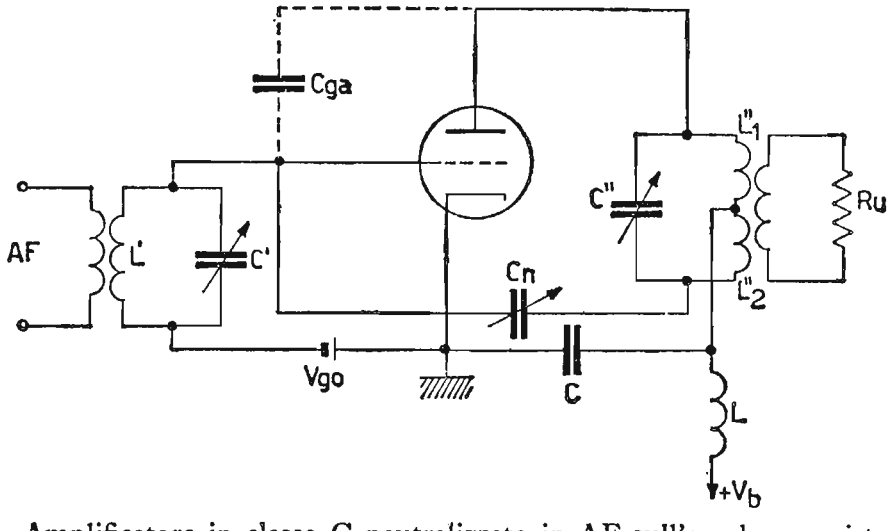


Fig. 199. – Amplificatore in classe C neutralizzato in AF sull'anodo con sistema neutrodina dovuto a Willaus-Round.

alla stessa frequenza, per cui, impiegando, come tubo amplificatore un triodo, onde evitare fenomeni d'innesco di oscillazioni, è di fondamentale importanza annullare l'effetto della C_{ga}. Si ricorre, cioè, alla sua *neutralizzazione*. Diversi sono i sistemi impiegati per la neutralizzazione, sia per i circuiti dei radioricevitori, sia per quelli dei radiotrasmettitori. Un sistema molto semplice per la neutralizzazione della C_{ga} è quello di fig. 198. Esso impiega, come elemento di neutralizzazione l'induttanza L_n (induttanza di neutralizzazione). L'induttanza L_n viene regolata in modo che in essa scorra una

corrente *uguale e contraria* a quella che scorre nella C_{ga}. In questo modo la corrente nociva fra la griglia e la placca è praticamente nulla. Infatti in queste condizioni di lavoro (risonanza) l'impedenza del circuito parallelo L_n C_{ga} è praticamente infinita. La capacità C costituisce un blocco per la corrente continua, mentre è di reattanza trascurabile per la frequenza di lavoro. Altro sistema di neutralizzazione è quello *neutrodina a neutralizzazione di placca*, dovuto a Willaus-Round e rappresentato in fig. 199. Nel

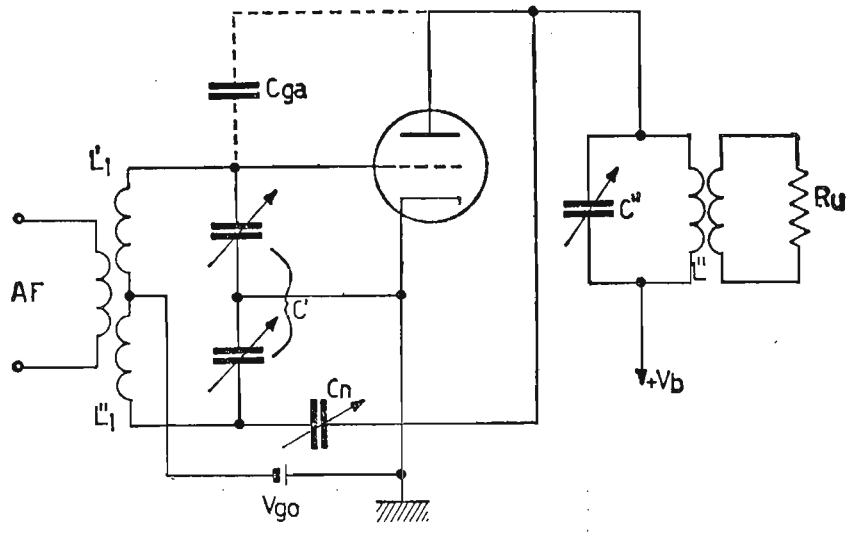


Fig. 200. – Altro esempio di amplificatore in classe C, neutralizzato in AF in griglia e dovuto al Rice.

circuito considerato, la tensione di neutralizzazione viene prelevata dalla capacità C_n (condensatore di neutralizzazione o neutrocondensatore), tramite il partitore L''_1, L''_2. Per una buona neutralizzazione occorre che sia verificata l'uguaglianza:

$$E_a \cdot C_{ga} = E_n \cdot C_n$$

per cui, prevedendo $C_n = C_{ga}$, l'equilibrio si raggiunge, quando $E_a = E_n$. La fig. 200 rappresenta il circuito di neutralizzazione di griglia, dovuto al Rice. In esso la corrente dovuta alla C_{ga} è annullata da quella del condensatore C_n, che unisce la placca al circuito di griglia.

Quando l'amplificatore di potenza in classe C è costituito da un circuito in controfase, l'operazione di neutralizzazione è molto semplificata. Infatti, come si vede in fig. 201 essa viene ottenuta mediante l'impiego di due neutrocondensatori uguali, ciascuno dei quali dalla placca di un tubo giunge sulla griglia dell'altro. Da notare lo sdoppiamento dei condensatori d'accordo dei circuiti risonanti. In questo modo, presentando ciascuna capacità (se uguali) reattanza metà dell'induttanza del circuito oscillante, presentano facile percorso verso massa alle eventuali armoniche presenti in

questi circuiti, in modo che al carico utile giunga solamente il segnale fondamentale. Per la *messa a punto* di uno stadio neutralizzato si agisce nel seguente modo: si invia tensione ai filamenti dei tubi senza collegare la tensione anodica, quindi si collega all'ingresso dell'amplificatore la tensione

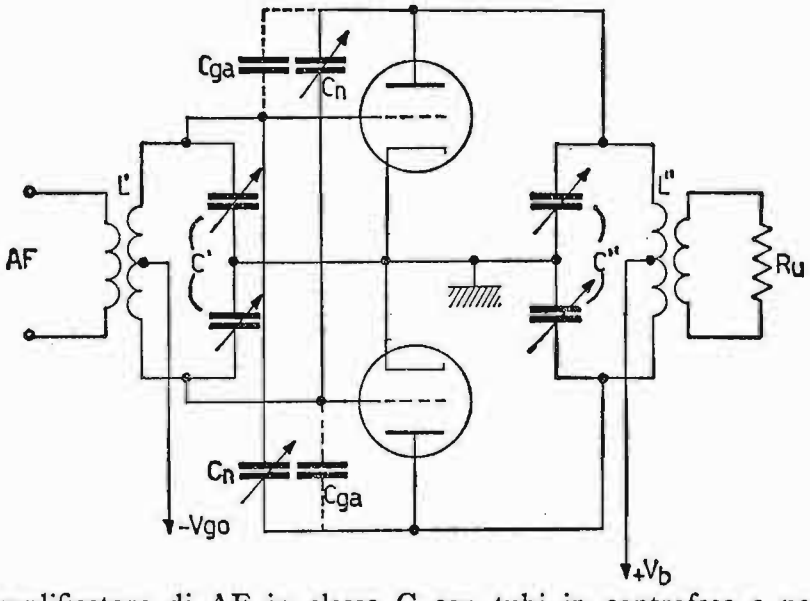


Fig. 201. – Amplificatore di AF in classe C con tubi in controfase e neutralizzazione con due condensatori C_n, collegati simmetricamente dalla griglia di un tubo all'anodo dell'altro.

E_g normale. Sul carico utile si pone un rivelatore del tipo a lampada al neon, lampada ad incandescenza, ondametro assorbitore, ecc. Se esistono oscillazioni e, quindi, potenza utile sul carico, si agisce sul condensatore C_n fino ad eliminarle. In questo modo lo stadio è perfettamente neutralizzato.

CAPITOLO XI

OSCILLATORI

Gli *oscillatori* sono particolari circuiti costituiti da un amplificatore, in cui la tensione di ingresso (o eccitazione) di opportuna ampiezza e fase, viene ottenuta dalla tensione d'uscita dell'amplificatore stesso. Esso, perciò è autosufficiente a generare oscillazioni alla frequenza desiderata (fig. 202).

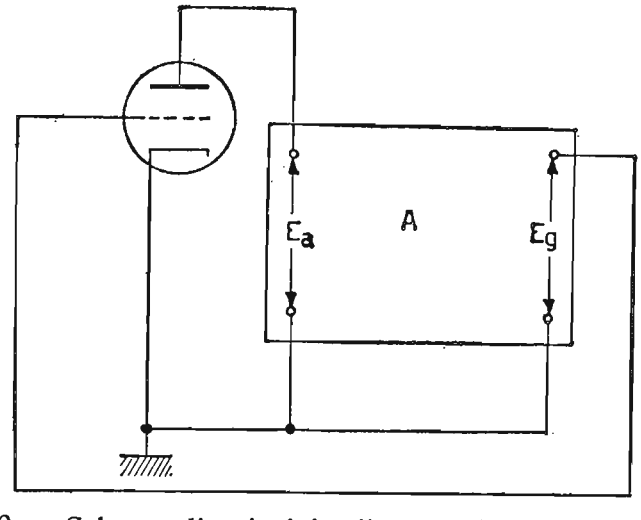


Fig. 202. – Schema di principio di un oscillatore autoeccitato.

Possiamo, quindi, affermare che un oscillatore *converte l'energia a corrente continua, fornita dall'alimentatore anodico in energia a corrente alternata.* La potenza erogata dall'oscillatore è diverse volte più grande della potenza che occorre per la sua eccitazione. Se si desiderano elevati rendimenti anodici, si fa funzionare l'oscillatore come fosse un amplificatore in classe *C*. Infatti, gli oscillatori di alta frequenza hanno il carico anodico costituito da un circuito risonante, il quale, se è provvisto di un $Q' > 20$, provvede a completare l'oscillazione, immagazzinando energia sufficiente a mantenere l'oscillazione fino all'arrivo del guizzo seguente di corrente anodica. Nell'oscillatore *l'innesco delle oscillazioni* avviene in modo spontaneo, ad esempio: qualche elettrone messo in movimento per effetto termico nel circuito di

griglia può dar luogo fra catodo e griglia ad una tensione, la quale, anche se di piccola entità, per effetto dell'amplificazione dello stadio, diventa successivamente crescente al punto da causare l'innesco delle oscillazioni. La condizione, che determina l'innesco delle oscillazioni è $\beta A = 1$ e sfasamento di 180° fra E_a ed E_g, intendendo con β (come nel caso della reazione) il rapporto fra la tensione inviata in griglia e la corrispondente tensione alternativa anodica ed A, l'amplificazione dello stadio in presenza di reazione positiva. Naturalmente per garantire le condizioni d'innesco, il prodotto di β per il guadagno proprio dell'amplificatore deve superare leggermente l'unità, in modo da stabilirsi in seguito a fenomeni di saturazione dello stadio la condizione $\beta A = 1$.

Possiamo classificare gli oscillatori in *generatori di onde sinusoidali* e di *onde non sinusoidali*. I primi spaziano dalle bassissime frequenze alle alte ed altissime frequenze, mentre i secondi generando particolari forme d'onda, ad esempio: rettangolari, impulsive, trapezoidali, a denti di sega, ecc. mediamente non superano la frequenza di 100 *KHz* e sono impiegate nella maggior parte in circuiti elettronici.

Iniziamo la presentazione dei varii oscillatori, incominciando da quelli generanti onde sinusoidali di alta frequenza.

65. Oscillatori di alta frequenza.

Per questi oscillatori il carico anodico è costituito da (o riconducibile ad un) *circuito risonante*. Analizziamo i principali tipi di oscillatori e i criteri per il loro progetto.

Oscillatore Meissner. – La fig. 203 rappresenta l'oscillatore Meissner

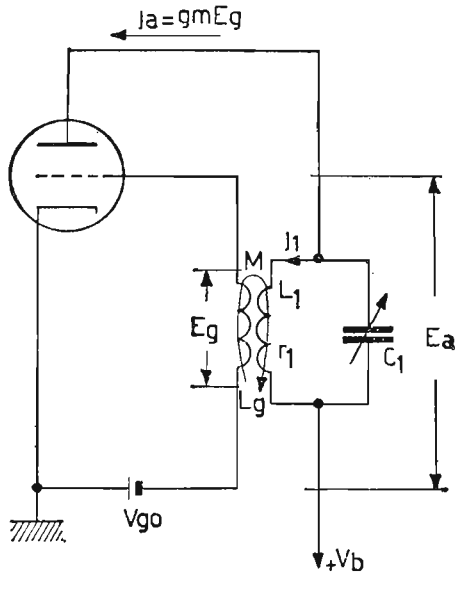


Fig. 203. – Oscillatore Meissner, accordato in placca.

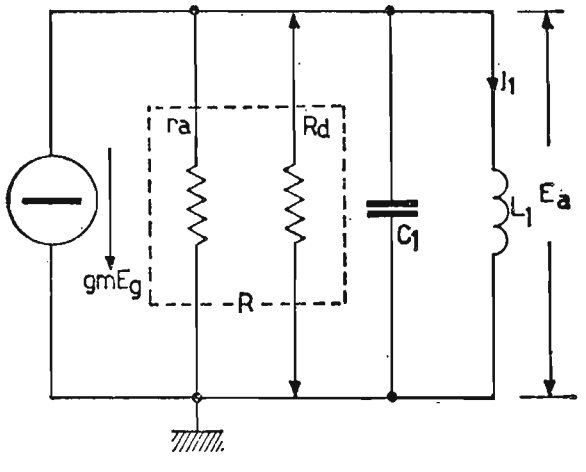


Fig. 204. – Circuito equivalente differenziale dell'oscillatore Meissner.

con accordo di placca. La tensione E_g è ottenuta da quella E_a per via trasformatorica. Naturalmente i collegamenti della bobina L_g saranno tali da inviare in griglia del tubo una tensione E_g in *opposizione di fase* con E_a.

Il coefficiente M vuole proporzionato in modo da garantire l'innesco delle oscillazioni. Affinché il circuito possa oscillare, occorre si verifichi la condizione $\beta A = 1$. L'amplificazione si ricava eliminando la rete di reazione e stabilendo il rapporto fra la tensione d'uscita e quella d'ingresso. Siccome il secondario non riflette alcuna impedenza, in quanto è considerato aperto, il circuito si riduce a quello di fig. 204 e l'amplificazione, vale:

$$\bar{A} = -\frac{g_m}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L_1}\right)}$$

avendo indicato con R il parallelo fra r_a ed R_d.

Il coefficiente β in assenza di corrente circolante nel circuito di griglia, si ricava successivamente:

$$E_g = -j\omega M J_1 = -j\omega M \frac{E_a}{j\omega L_1}$$

ed infine:

$$\beta = \frac{1}{A} = \frac{E_g}{E_a} = -\frac{M}{L_1} \quad \text{con} \quad M = K\sqrt{L_1 L_g}$$

Si ha allora:

$$\beta\bar{A} = -\frac{M}{L_1} \cdot \left[-\frac{g_m}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L_1}\right)}\right] = 1$$

affinché $\beta A = 1$ sia reale, occorre che la parte immaginaria sia uguale a zero. Questa condizione ci permette di ricavare la frequenza di oscillazione, ossia:

$$\omega_0 C_1 - \frac{1}{\omega_0 L_1} = 0 \quad ; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

rimane, allora:

$$\frac{M}{L_1} \cdot \frac{g_m}{\frac{1}{R}} = 1 \quad \text{da cui} \quad M = \frac{L_1}{g_m R}.$$

Analoghe espressioni si sarebbero ricavate, considerando l'oscillatore con circuito accordato in griglia.

66. Polarizzazione automatica per falla di griglia.

Gli oscillatori di alta frequenza sono dotati di autopolarizzazione cosiddetta « *a falla di griglia* ». Essa sostituisce la batteria V_{g0} di griglia ed è costituita da un gruppo C_g R_g.

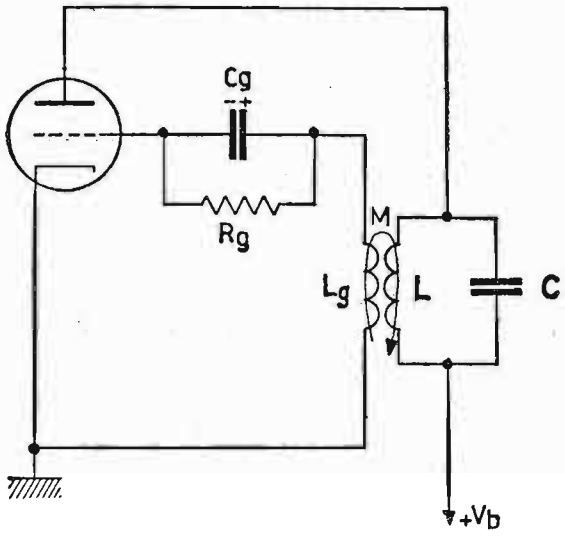


Fig. 205. – Oscillatore Meissner con costante di tempo C_gR_g per l'autopolarizzazione per falla di griglia.

In fig. 205 è rappresentato il tipico circuito Meissner provvisto del gruppo anzidetto di autopolarizzazione.

Quando la resistenza R_g si trova in parallelo al condensatore C_g, il generatore equivalente $j\omega\, M\, I_1$ si vede caricato, agli effetti della potenza da erogare, con un carico di valore $R_g/2$. Se la R_g, invece, si trova collegata direttamente fra griglia e massa, il valore di resistenza sul quale il generatore è collegato è pari a $R_g/3$ (fig. 206). Quest'ultimo collegamento ha il vantaggio sul primo di aumentare la stabilità della tensione negativa ai capi del condensatore C_g, però ha lo svantaggio di caricare maggiormente l'oscillatore. A seconda dei casi s'impiega il sistema più idoneo. In assenza di segnale E_g la *ddp* continua fra catodo e griglia è zero, per cui un piccolo segnale che compaia fra catodo e griglia si trova a lavorare nella zona di caratteristica mutua più favorevole all'amplificazione, ossia nella zona di *massima pendenza*. Man mano che il segnale viene amplificato si passa dalla classe *A* di funzionamento a quelle *B* e *C* più convenienti secondo il grafico di fig. 207.

Il potenziale negativo, che si manifesta ai capi del condensatore C_g e

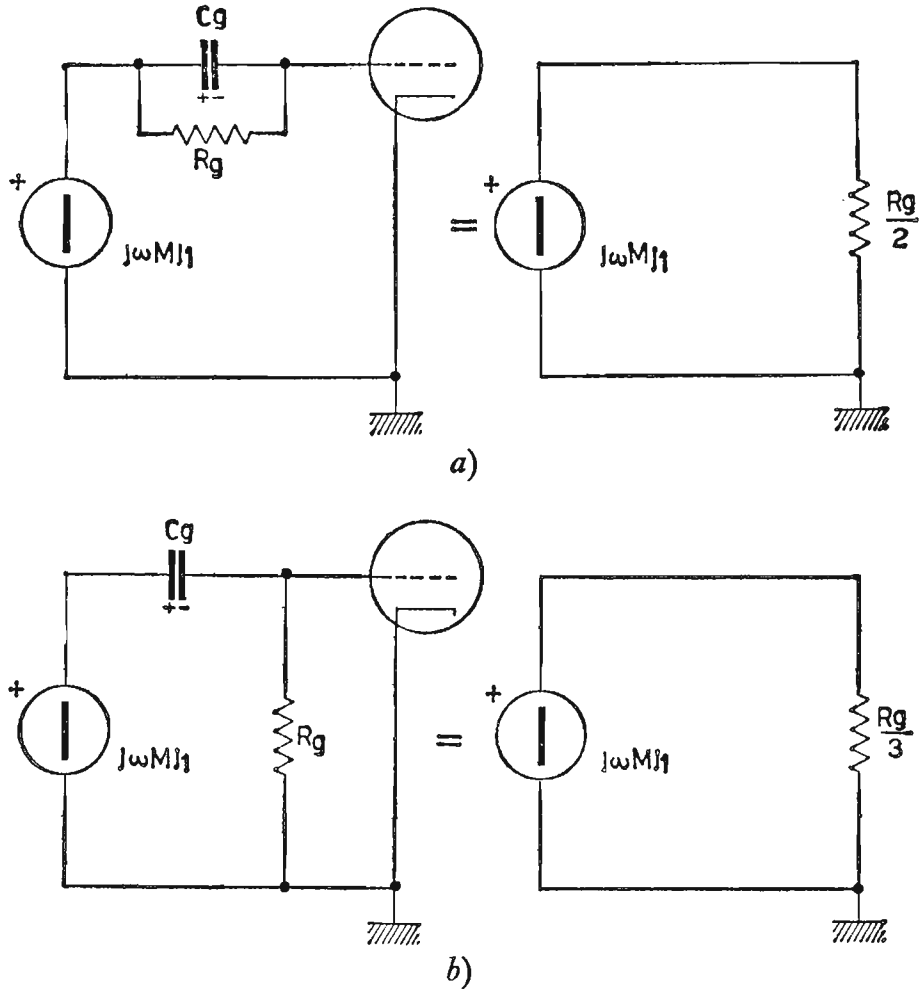


Fig. 206. – Resistenza equivalente di carico per il generatore, allorché in un oscillatore la R_g è collegata: o in parallelo a C_g o fra griglia e massa.

che polarizza la griglia, è dovuto alla circolazione di corrente di griglia attraverso R_g.

Infatti, man mano che l'ampiezza del segnale tende a crescere, aumenta la corrente di griglia e con essa il potenziale negativo fino a stabilirsi il

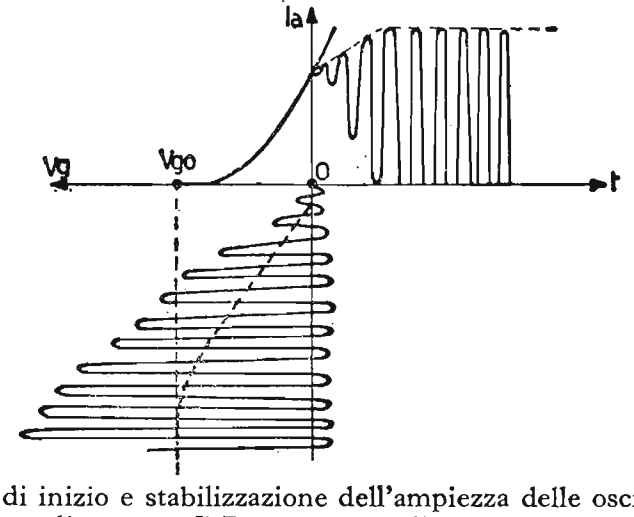


Fig. 207. – Esempio di inizio e stabilizzazione dell'ampiezza delle oscillazioni in un oscillatore AF. La costante di tempo C_gR_g permette di scegliere la V_{go} più conveniente.

potenziale base in classe C più conveniente. *Il punto di lavoro V_{g0} costituisce un elemento di equilibrio fra l'apporto di carica al condensatore C_g durante la circolazione di corrente di griglia e la carica perduta dal condensatore stesso, quando il tubo è interdetto.*

La costante di tempo $C_g\ R_g$ viene scelta da 5 a 10 volte il periodo della frequenza generata. La scelta del limite inferiore ($R_g C_g = 5 \cdot T$) è subordinata a regimi C poco spinti da adottare, quando il circuito risonante, che costituisce il carico anodico dell'oscillatore, ha un coefficiente di risonanza a carico molto basso.

Se la costante di tempo $C_g\ R_g$ è troppo *piccola*, si lavora in un regime a *basso rendimento anodico* (ad esempio classi A, AB, B), viceversa, se la costante di tempo in discorso è troppo *grande* si può improvvisare un *oscillatore autobloccato.*

ESERCIZIO. – **Un generatore autoeccitato di tipo Meissner ha il circuito accordato in placca, i cui componenti valgono $L = 200\ \mu H$, $Q = 80$ e $C\ pF$ in parallelo. La frequenza di lavoro è $f_0 = 1\ MHz$; il tubo impiegato è il triodo $6AT6$ avente $\mu = 70$ ed $r_a = 58\ K\Omega$. Calcolare:**

a) **la capacità di risonanza C_0;**

b) **il valore di M minimo fra L ed L_g, affinchè il circui o oscilli;**

c) **il valore minimo dell'induttanza L_g;**

d) **il condensatore C_g, sapendo che la $R_g = 50\ K\Omega$ e scegliendo la costante di tempo $C_g\ R_g$, 5 volte il periodo.**

In fig. 208 è rappresentato lo schema elettrico dell'oscillatore Meissner. Si ricava, allora:

a) Capacità di risonanza:

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2_0 L} = \frac{1}{(6{,}28)^2 \cdot 10^{12} \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = \frac{10^{-6}}{39{,}5 \cdot 200} \cong 127\ pF.$$

b) Valore di M minimo:

$$M = \frac{L}{g_m R}$$

dove:

$$g_m = \frac{\mu}{r_a} = \frac{70}{58} \cdot 10^{-3} \cong 1{,}2 \frac{mA}{V}$$

$$R = \frac{r_a \cdot R_d}{r_a + R_d} = \frac{r_a \cdot Q \cdot \omega_0 L}{r_a + Q\,\omega_0 L} = \frac{58 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{58 \cdot 10^3 + 80 \cdot 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{5828}{158{,}48} \cdot 10^3 \cong 36{,}8\ K\Omega$$

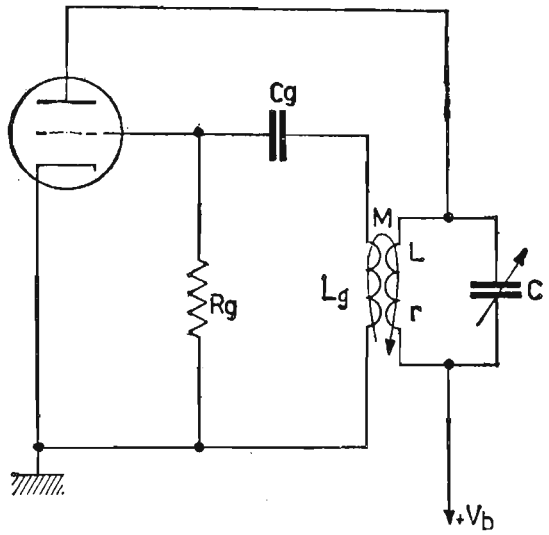


Fig. 208. – Oscillatore Meissner accordato in placca.

per cui:

$$M = \frac{L}{g_m R} = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{1{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 36{,}8 \cdot 10^3} = \frac{200}{44{,}16} \cdot 10^{-6} \cong 4{,}53\ \mu H.$$

c) Valore di L_g minimo: considerando $K \cong 1$ si ha:

$$M \cong \sqrt{L \cdot L_g} \quad ; \quad M^2 = L \cdot L_g$$

da cui:

$$L_g = \frac{M^2}{L} = \frac{(4{,}53 \cdot 10^{-6})^2}{200 \cdot 10^{-6}} = \frac{20{,}520 \cdot 10^{-12}}{200 \cdot 10^{-6}} \cong 0{,}102\ \mu H.$$

In pratica si impiegano bobine L_g più grandi e di conseguenza coefficienti M più piccoli.

d) Valore del condensatore C_g: essendo:

$$R_g C_g = \frac{5}{f_0}$$

ossia:

$$C_g = \frac{5}{R_g \cdot f_0}$$

si ha:

$$C_g = \frac{5}{50 \cdot 10^3 \cdot 10^6} = \frac{5}{50} \cdot 10^{-9} = 100\, pF.$$

67. Oscillatori a tre punti.

Gli oscillatori a tre punti sono generatori autoeccitati, i quali prelevano la tensione di reazione per l'eccitazione della griglia tramite un *partitore di reattanze*, anziché per via *trasformatorica* (come il circuito Meissner).

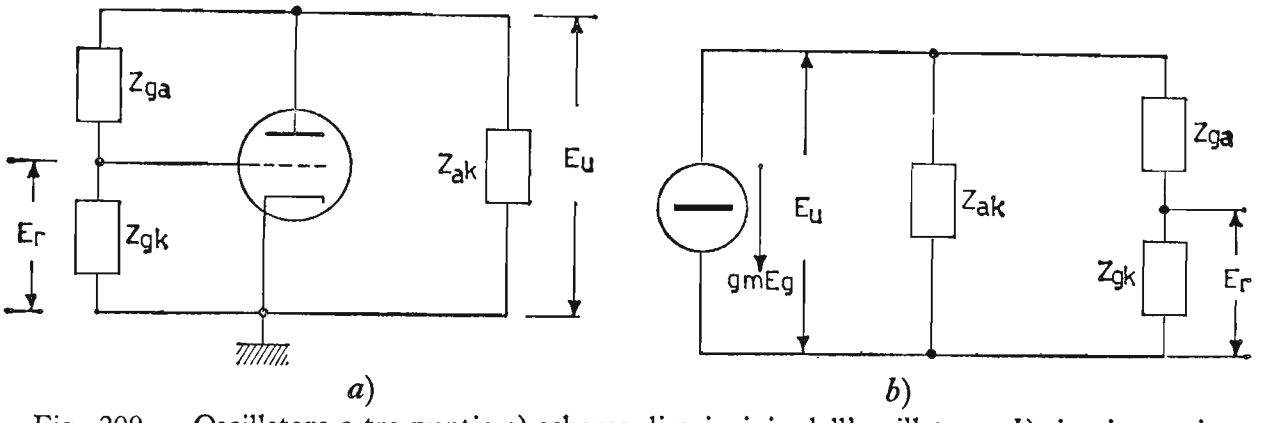


Fig. 209. – Oscillatore a tre punti: *a*) schema di principio dell'oscillatore; *b*) circuito equivalente differenziale.

I tre punti, cui ci si riferisce sono: anodo, catodo e griglia. La fig. 209*a*) rappresenta lo schema di principio di questi oscillatori, mentre in *b*) è raffigurato il circuito equivalente differenziale. L'amplificazione dello stadio vale:

$$A = -g_m \frac{Z_{ak} \cdot (Z_{ga} + Z_{gk})}{Z_{ak} + Z_{ga} + Z_{gk}}$$

mentre il grado di reazione β vale:

$$\beta = \frac{E_r}{E_u} = \frac{Z_{gk}}{Z_{ga} + Z_{gk}}.$$

Per l'eccitazione occorre sia $\beta A = 1$, per cui, sostituendo si ha:

$$-g_m \frac{Z_{ak} \cdot (Z_{ga} + Z_{gk})}{Z_{ak} + Z_{ga} + Z_{gk}} \cdot \frac{Z_{gk}}{(Z_{ga} + Z_{gk})} = 1$$

$$-g_m \frac{Z_{ak} \cdot Z_{gk}}{Z_{ak} + Z_{ga} + Z_{gk}} = 1 \quad ; \quad -g_m Z_{ak} Z_{gk} = Z_{ak} + Z_{ga} + Z_{gk}$$

sostituendo, ora, alle singole impedenze il termine complesso $(r + jX)$ e uguagliando a zero l'espressione, si ha:

$$r_{ak} + j X_{ak} + r_{ga} + j X_{ga} + r_{gk} + j X_{gk} + g_m (r_{ak} + j X_{ak}) \cdot (r_{gk} + j X_{gk}) = 0$$

Affinché l'espressione sia uguale a zero, occorre siano uguali a zero sia le parti reali, sia quelle immaginarie, ossia:

$$\begin{cases} r_{ak} + r_{ga} + r_{gk} + g_m (r_{ak} r_{gk} - X_{ak} X_{gk}) = 0 & \text{(parte reale)} \\ X_{ak} + X_{ga} + X_{gk} + g_m (r_{ak} X_{gk} + r_{gk} X_{ak}) = 0 & \text{(parte immaginaria)} \end{cases}$$

La prima equazione è soddisfatta solo se $X_{ak} X_{gk} \geq 0$ in quanto fornisce un risultato reale e positivo.

Per questa ragione le reattanze X_{ak} e X_{gk} *devono avere entrambe lo stesso segno*: positive o negative, cioè rispettivamente bobine o capacità. La seconda equazione è soddisfatta solo se X_{ga} ha segno contrario a X_{ak} e X_{gk}, in quanto tanto X_{ak} e X_{gk}, quanto $r_{ak} \cdot X_{gk}$ e $r_{gk} \cdot X_{ak}$ hanno volutamente lo *stesso segno*.

Dopo quanto è stato ricavato, possiamo affermare che un circuito a tre punti può eccitarsi, in corrispondenza ad una certa pulsazione ω_0 quando le impedenze che uniscono il catodo alla griglia (Z_{gk}) e il catodo all'anodo (Z_{ak}) hanno lo *stesso segno* e segno *contrario* a quello dell'impedenza che unisce la griglia all'anodo (Z_{ga}). Queste conclusioni ci conducono a ricavare due categorie di oscillatori a tre punti, come è rappresentato in figura 210*a*), *b*).

Il primo schema è dovuto ad Hartley e il secondo a Colpitts. Presentiamo, ora, una serie di oscillatori a tre punti con il relativo calcolo del circuito.

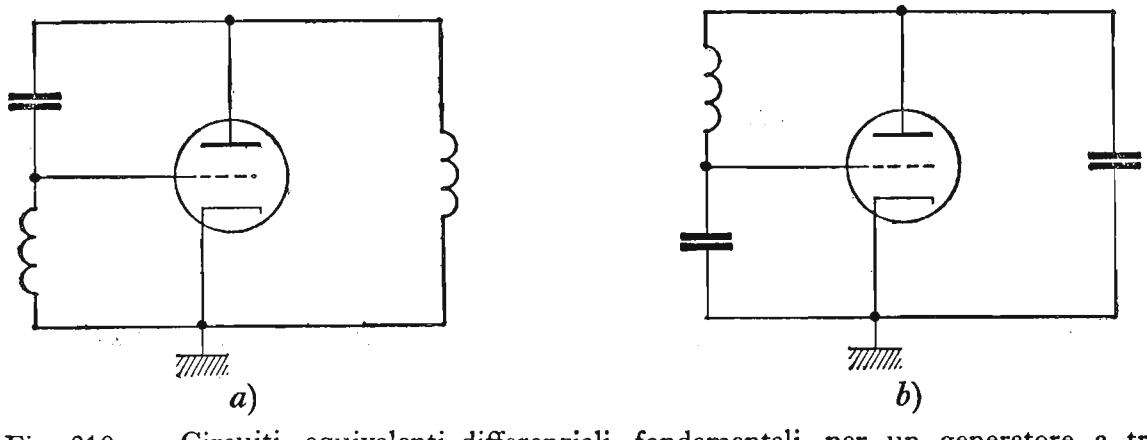


Fig. 210. – Circuiti equivalenti differenziali fondamentali per un generatore a tre punti : *a*) oscillatore Hartley; *b*) oscillatore Colpitts.

a) Oscillatore Hartley.

La fig. 211*a*) e *b*) rappresenta lo schema elettrico e di principio dell'oscillatore Hartley. La tensione E_g viene ottenuta tramite l'induttanza L_g, che è una porzione dell'induttanza del circuito risonante. Il condensatore C_a, come al solito, costituisce un blocco per la corrente continua; il gruppo

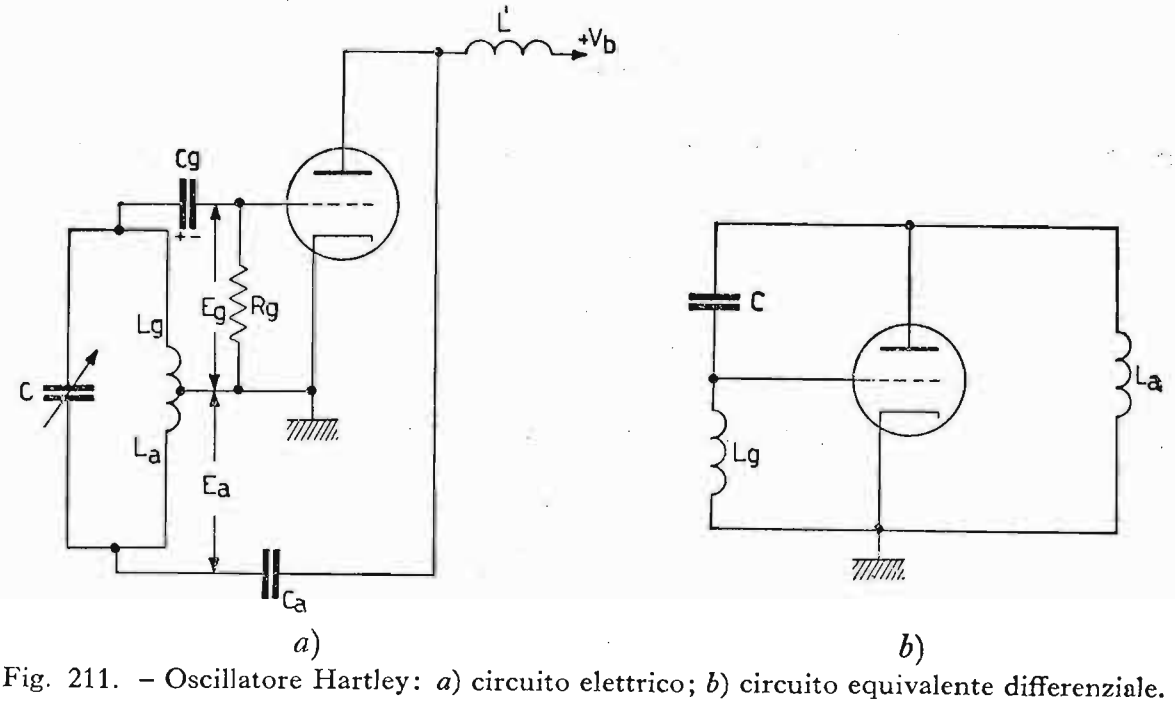


Fig. 211. – Oscillatore Hartley: *a*) circuito elettrico; *b*) circuito equivalente differenziale.

C_gR_g rappresenta la costante di tempo di autopolarizzazione per falla di griglia e l'induttanza L' impedisce alla componente alternativa di chiudersi a massa, tramite l'alimentatore anodico (bobina d'arresto AF).

Calcolo del circuito. – Trascurando le perdite nel circuito risonante ed indicando con M il coefficiente di mutua induzione fra L_a ed L_g, si ricava per la pulsazione di risonanza l'espressione:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_t \cdot C_0}},$$

dove:

$$L_t = L_a + L_g + 2M.$$

La frequenza f_0 vale, allora:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_a + L_g + 2M) \cdot C_0}}.$$

Se il coefficiente M non è noto, lo si può ricavare dalla nota espressione:

$$M = K\sqrt{L_a \cdot L_g} \cong \sqrt{L_a \cdot L_g};$$

la semplificazione è lecita in quanto si può considerare $K \cong 1$, perché L_a ed L_g sono costituite da un'unica bobina. Affinché si verifichi l'innesco delle oscillazioni, occorre sia verificata la condizione $\beta A \geq 1$, dove:

$$\beta = -\frac{E_a}{E_g} = -\frac{j\omega_0 (L_g + M) \cdot I_L}{j\omega_0 (L_a + M) \cdot I_L} = -\frac{L_g + M}{L_a + M}$$

avendo indicato con I_L la corrente di risonanza nel partitore induttivo;

$$A = -\frac{g_m}{\frac{1}{R} + j\left(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L_t}\right)}$$

avendo indicato con R la resistenza equivalente al parallelo R_d ed r_a, ossia:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_d} + \frac{1}{r_a}};$$

per cui sostituendo a $\beta A \geq 1$ gli equivalenti valori, si ha:

$$\beta A = -\frac{L_g + M}{L_a + M} \cdot \left[-\frac{g_m}{\frac{1}{R} + j\left(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L_t}\right)}\right] \geq 1 .$$

L'espressione si semplifica, considerando uguali a zero le parti immaginarie e, diventa:

$$\frac{L_g + M}{L_a + M} \geq \frac{1}{g_m R}$$

Esercizio. – **Un oscillatore Hartley impiega un circuito oscillante avente $L_t = 300\ \mu H$ e una capacità variabile C da $50 \div 450\ pF$. Ammesso che sia largamente realizzata la condizione d'innesco, ricavare:**

a) **il campo di frequenze generate;**
b) **la resistenza R_g, sapendo che $C_g = 100\ pF$ e la costante di tempo**

di autopolarizzazione deve valere 7 volte il periodo T della frequenza generata, allorchè il condensatore d'accordo assume il valore $C = 250\,pF$.

In fig. 212 è rappresentato lo schema elettrico dell'oscillatore Hartley. Si ricava allora:

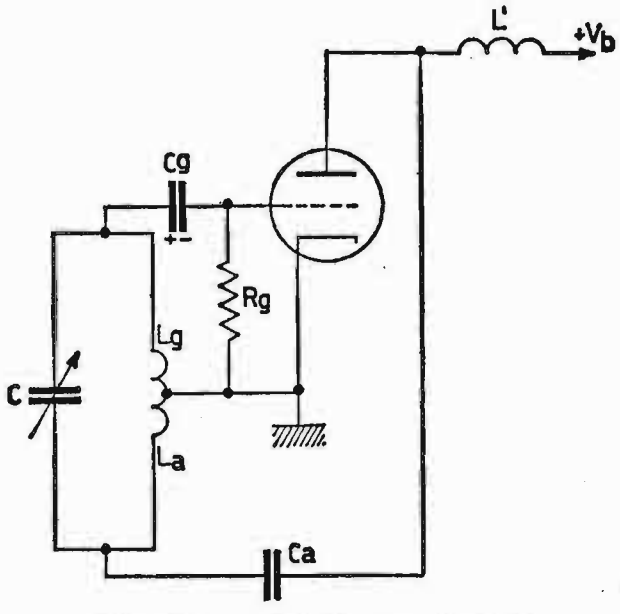


Fig. 212. – Oscillatore Hartley.

a) Campo di frequenze generate.

Applicando la legge di Thomson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_t \cdot C}}$$

si ha: per $C = 50\,pF$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{300 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} = \frac{10^9}{6{,}28 \cdot \sqrt{15 \cdot 10^3}} = \frac{10^7}{6{,}28 \sqrt{1{,}5}} =$$

$$= \frac{10^7}{7{,}7} \cong 1{,}3 \cdot 10^6\,Hz = 1{,}3\,MHz$$

per $C = 450\,pF$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{300 \cdot 10^{-6} \cdot 450 \cdot 10^{-12}}} = \frac{10^9}{6{,}28 \sqrt{13{,}5 \cdot 10^4}} = \frac{10^7}{6{,}28 \sqrt{13{,}5}} =$$

$$= \frac{10^7}{23{,}2} \cong 0{,}435 \cdot 10^6\,Hz = 435\,KHz.$$

Il campo di frequenze generate è compreso fra $435 \div 1300 KHz$.

b) Valore della resistenza R_g.

Anzitutto ricaviamo il valore della frequenza per $L_t = 300\ \mu H$ e $C = 250\ pF$

$$f_0 = \frac{1}{6{,}28\sqrt{300 \cdot 10^{-6} \cdot 250 \cdot 10^{-12}}} = \frac{10^9}{6{,}28\sqrt{75 \cdot 10^3}} = \frac{10^7}{6{,}28\sqrt{7{,}5}} =$$

$$= \frac{10^7}{17{,}2} \cong 582 \cdot 10^3\ Hz = 582\ KHz$$

per cui essendo $C_g R_g = 7T = \dfrac{7}{f_0}$ si ha:

$$R_g = \frac{7}{C_g \cdot f_0} = \frac{7}{10^{-12} \cdot 582 \cdot 10^3} = \frac{7 \cdot 10^7}{582} \cong 1{,}72 \cdot 10^4\ \Omega = 17.200\ \Omega$$

b) Oscillatore Colpitts.

La fig. 213*a*) e *b*) rappresenta lo schema elettrico e di principio dell'oscillatore Colpitts. Esso differisce unicamente dall'oscillatore Hartley per il sistema di prelievo della tensione E_g. Infatti, questa volta *il partitore è di tipo capacitivo*. Nello schema di fig. 213*a*) si omette il condensatore C_a, per la presenza dei condensatori C_{0a}, C_{0g} e C_g, i quali non permettono

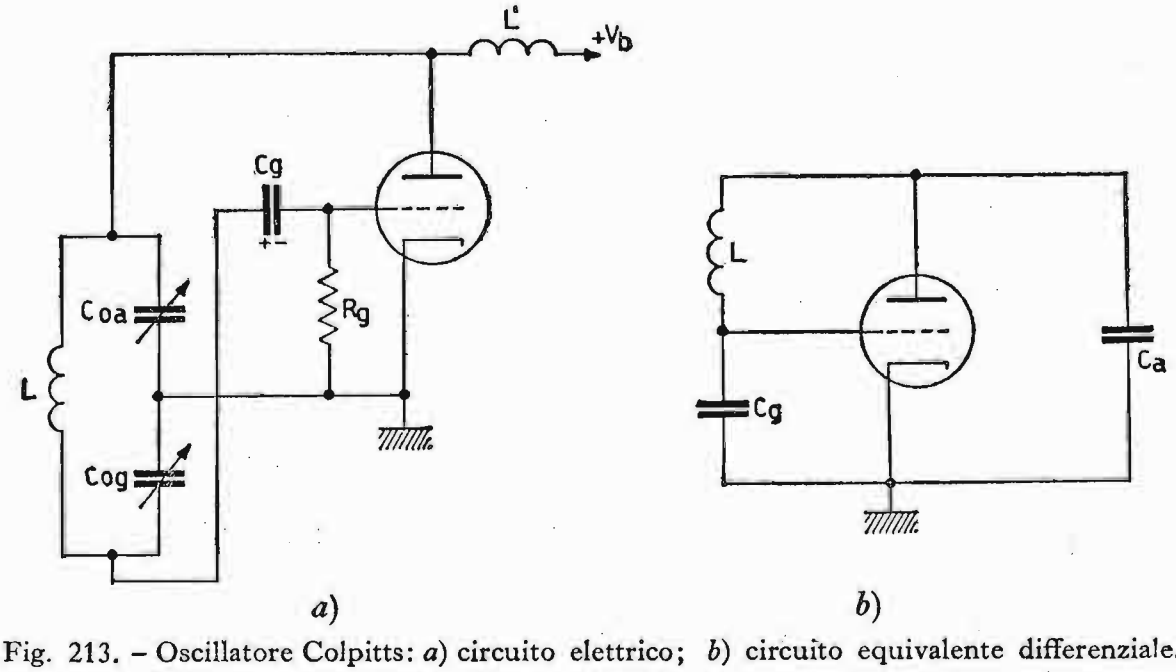


Fig. 213. – Oscillatore Colpitts: *a*) circuito elettrico; *b*) circuito equivalente differenziale.

alla componente continua sia di giungere sulla griglia, sia di cortocircuitarsi a massa.

CALCOLO DEL CIRCUITO. – Trascurando le perdite nel circuito risonante, la pulsazione di risonanza vale:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_t}} \quad \text{dove} \quad C_t = \frac{C_{0a} \cdot C_{0g}}{C_{0a} + C_{0g}}$$

per cui la frequenza di risonanza vale:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \dfrac{C_{0a} \cdot C_{0g}}{C_{0a} + C_{0g}}}}.$$

Chiamando I_c la corrente di risonanza nel partitore capacitivo, il coefficiente β diventa:

$$\beta = -\frac{E_g}{E_a} = -\frac{E_r}{E_a} = -\frac{\dfrac{I_c}{j\omega_0 C_{0g}}}{\dfrac{I_c}{j\omega_0 C_{0a}}} = -\frac{C_{0a}}{C_{0g}}$$

Affinché si verifichi l'innesco delle oscillazioni occorre che:

$$\left| \frac{C_{0a}}{C_{0g}} \right| \geq \frac{1}{g_m R}$$

ESERCIZIO. – **Un oscillatore Colpitts deve generare onde sinusoidali alla frequenza di** 800 *KHz*. **L'induttanza** $L = 200\ \mu H$ **e la capacità** $C_{0g} = 450\ pF$; **inoltre la costante di tempo** $C_g R_g = 5\ T_0$, **ricavare:**

a) **la capacità** C_{0a};

b) **il condensatore** C_g, **sapendo che** $R_g = 40\ K\Omega$.

In figura 214 è rappresentato lo schema elettrico dell'oscillatore Colpitts. Si ricava, allora:

a) Valore della capacità C_{0a}.

Per risalire al valore della capacità C_{0a}, bisogna anzitutto ricavare la capacità complessiva C_t capace di far risuonare il circuito alla frequenza di 800 *KHz*.

$$C_t = \frac{C_{0a} \cdot C_{0g}}{C_{0a} + C_{0g}} = \frac{1}{\omega^2{}_0 L} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 0{,}8)^2 \cdot 10^{12} \cdot 200 \cdot 10^{-6}} =$$

$$\cong \frac{1}{39{,}5 \cdot 0{,}64 \cdot 200 \cdot 10^6} \cong \frac{10^{-6}}{5{,}05 \cdot 10^3} \cong 198\, pF$$

per cui, sapendo che $C_{0g} = 450\, pF$, possiamo ricavare C_{0a}, ossia:

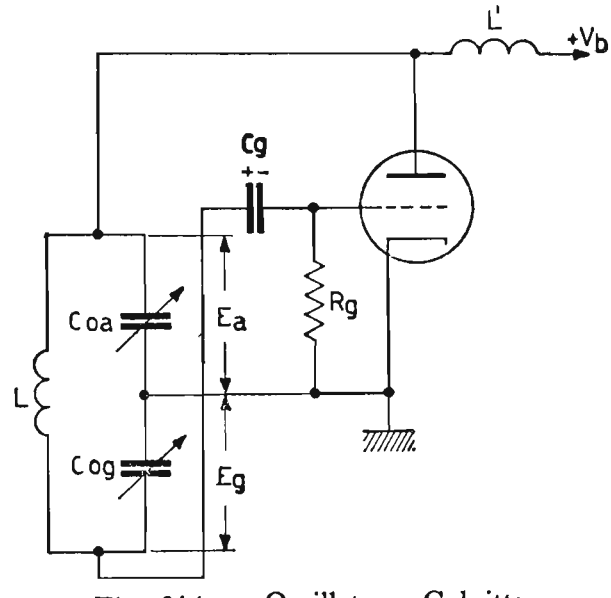


Fig. 214. – Oscillatore Colpitts.

$$C_t = \frac{C_{0a} \cdot C_{0g}}{C_{0a} + C_{0g}}; \qquad C_t\,(C_{0a} + C_{0g}) = C_{0a} \cdot C_{0g}; \qquad C_{0a}\,(C_{0g} - C_t) = C_{0g}\, C_t;$$

$$C_{0a} = \frac{C_{0g} \cdot C_t}{C_{0g} - C_t} = \frac{450 \cdot 198}{450 - 198} \cdot 10^{-12} \cong 353{,}5\, pF$$

b) Valore del condensatore C_g.

Dall'espressione $R_g\, C_g = 5T_0 = \dfrac{5}{f_0}$ si ricava:

$$C_g = \frac{5}{f_0 \cdot R_g} = \frac{5}{800 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3} = \frac{5}{32} \cdot 10^{-9} \cong 156\, pF$$

c) Oscillatore Clapp.

La fig. 215*a*) e *b*) rappresenta lo schema elettrico e di principio dell'oscillatore Clapp. In esso il circuito risonante è costituito da L e C, mentre i condensatori C_1 e C_2 costituiscono il partitore per le tensioni E_a ed E_g.

L'oscillatore Clapp rappresenta una modifica dell'oscillatore Colpitts e fa parte anch'esso della famiglia dei *generatori a tre punti.* La frequenza dell'oscillatore è sempre maggiore di quella di risonanza del circuito serie *LC.* Infatti, se la frequenza generata fosse la stessa di quella di risonanza di *LC*, la reattanza risultante fra griglia e anodo equivarrebbe alla sola resistenza

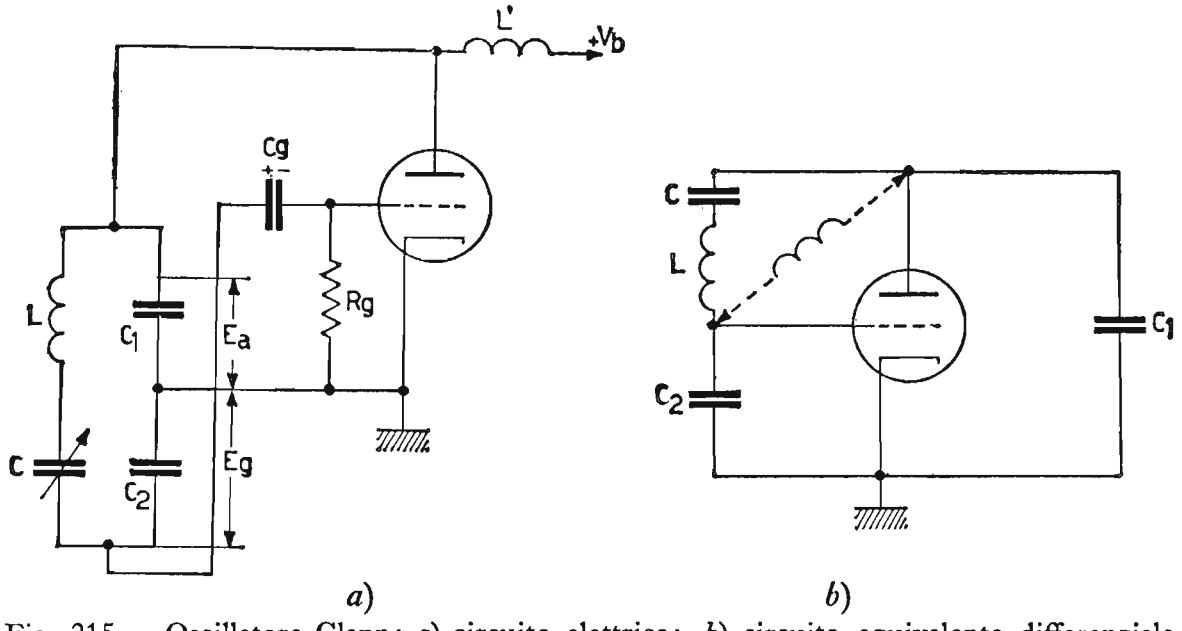


Fig. 215. – Oscillatore Clapp: *a*) circuito elettrico; *b*) circuito equivalente differenziale.

di perdita della bobina, per cui il circuito non potrebbe risonare. Oltre la frequenza di risonanza, invece, il circuito *LC* serie si comporta induttivamente e di conseguenza nasce l'innesco.

L'oscillatore Clapp ha il pregio di generare un'oscillazione a *frequenza molto stabile* in quanto essa dipende praticamente dai componenti *LC* e dalla loro costanza. I condensatori C_1 e C_2, infatti, sono abbastanza grandi rispetto C e, quindi, non intervengono in modo determinante a modificare la frequenza del circuito risonante serie.

Calcolo del circuito. – Dalla condizione di innesco dei generatori a tre punti, trascurando le perdite nel circuito risonante, si ha:

$$X_{ak} + X_{ga} + X_{gk} = 0$$

dalla quale si ricava:

$$X_{ga} = -(X_{ak} + X_{gk});$$

esprimendo la reattanza in funzione ai dati del circuito, si ha:

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{1}{\omega_0 C_2}; \quad \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} + \frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{1}{\omega_0 C_2},$$

da cui:

$$\omega^2_0 L = \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

raccogliendo a fattor comune nel secondo membro il termine $\frac{1}{C}$ e portandolo nel primo, si ha:

$$\omega^2_0 LC = 1 + \frac{C}{C_1} + \frac{C}{C_2}$$

dalla quale si ricava:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_1} + \frac{C}{C_2}}$$

e quindi:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_1} + \frac{C}{C_2}}$$

Esaminando l'espressione della frequenza di lavoro, possiamo affermare che il fattore

$$\sqrt{1 + \frac{C}{C_1} + \frac{C}{C_2}}$$

è sempre maggiore di uno, per la presenza dei condensatori C, C_1 e C_2.

L'oscillatore, di conseguenza è chiamato ad oscillare con una frequenza leggermente maggiore di quella propria del circuito LC serie. Questa frequenza si avvicina tanto più alla frequenza di risonanza del circuito serie, quanto più piccola è la capacità C nei confronti di C_1 e C_2. Quest'ultima condizione rende la frequenza generata *indipendente* dalle variazioni di C_1 e C_2 e assieme delle capacità interelettrodiche C_{ak} e C_{gk} in parallelo rispettivamente a C_1 e C_2.

La condizione di innesco $\beta A = 1$ è riconducibile a quella del circuito Colpitts.

d) Oscillatore Armstrong.

La figura 216*a*) e *b*) rappresenta lo schema elettrico e di principio dell'oscillatore Armstrong. Questo oscillatore sfrutta per l'innesco delle oscillazioni, come reattanza che unisce la griglia all'anodo, la capacità intere-

lettrodica C_{ga}. Esso lavora perciò in alta frequenza. Il circuito di griglia è costituito da un'induttanza L_1, in parallelo alla quale può essere posto (oltre all'inevitabile capacità interelettrodica C_{gk} ed altre parassite) un condensatore C_1, così pure per il circuito anodico, dove il condensatore

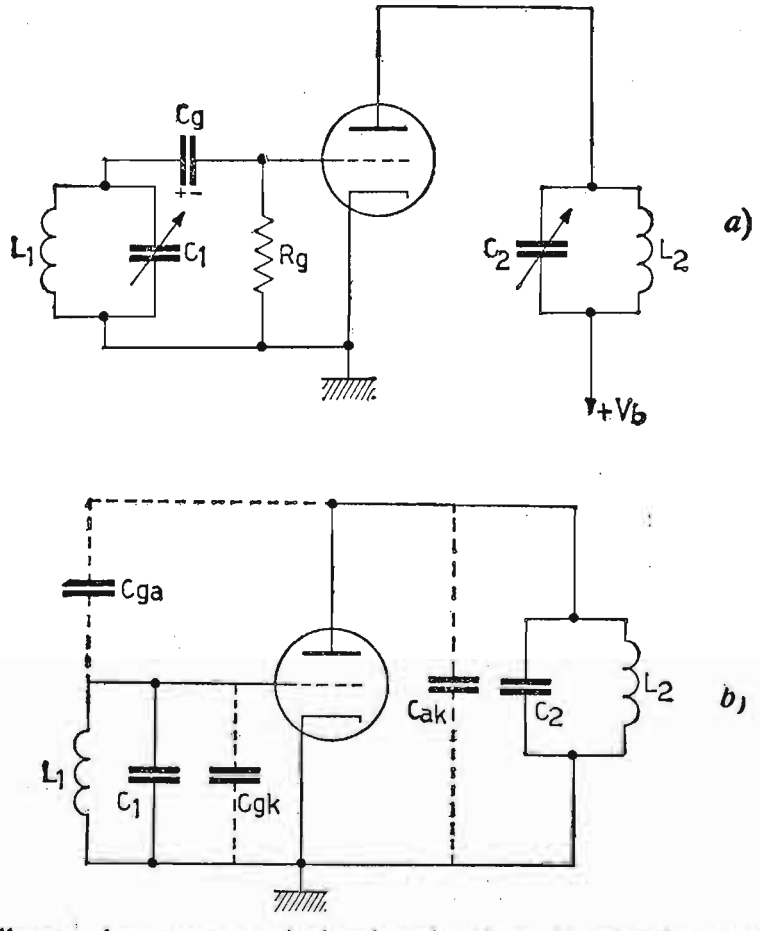


Fig. 216. – Oscillatore Armstrong : *a*) circuito elettrico; *b*) circuito equivalente differenziale.

esterno è C_2. La frequenza di oscillazione è *inferiore* a quella di risonanza dei circuiti parallelo $L_1 C_1$ e $L_2 C_2$, in modo che essi si comportino complessivamente come *induttanze*, per essere di segno contrario alla reattanza di C_{ga}. In questo modo il circuito si comporta come un oscillatore Hartley. Alle altissime frequenze si omettono i condensatori aggiuntivi in parallelo ad L_1 e L_2, sfruttando, cioè, le sole capacità parassite e regolando poi il valore di L_1 e L_2 per stabilire la frequenza desiderata.

Calcolo del circuito. – Dalla relazione d'innesco dei generatori a tre punti, considerando sempre perdite nulle, si ha:

$$X_{ak} + X_{ga} + X_{gk} = 0$$

ossia:

$$\frac{\omega_0 L_1 \cdot \dfrac{-1}{\omega_0 C_1}}{\omega_0 L_1 - \dfrac{1}{\omega_0 C_1}} - \frac{1}{\omega_0 C_{ga}} + \frac{\omega_0 L_2 \cdot \dfrac{-1}{\omega_0 C_2}}{\omega_0 L_2 - \dfrac{1}{\omega_0 C_2}} = 0$$

Da questa relazione è possibile, tramite copiosi calcoli risalire al valore della pulsazione di risonanza. La condizione di innesco $\beta A = 1$ è riconducibile a quella del circuito Hartley.

e) Oscillatore con accoppiamento elettronico (eco).

La figura 217*a*) e *b*) rappresenta lo schema elettrico e di principio dell'oscillatore ECO (Electron Coupled Oscillator). Per il principio di funzionamento essa è riconducibile al tipo Hartley, con la variante di impiegare un pentodo e di questo la griglia schermo come terzo punto, ossia con funzione di anodo.

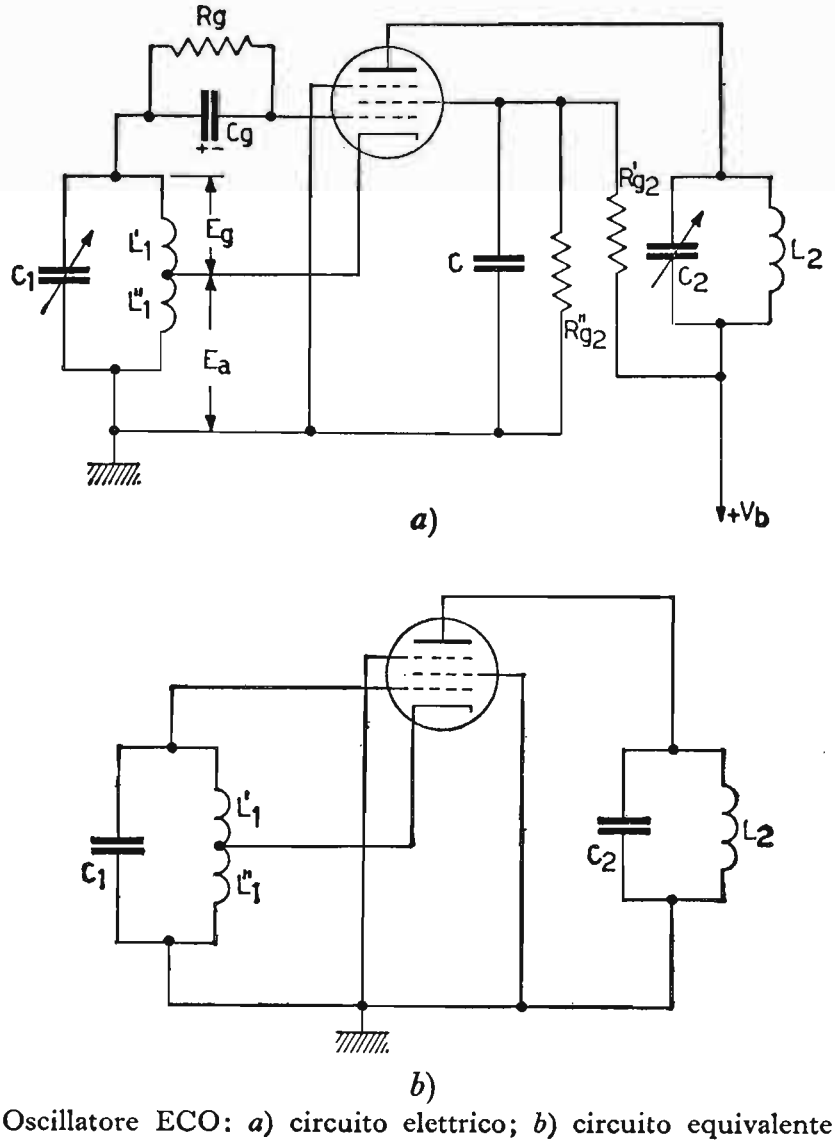


Fig. 217. – Oscillatore ECO: *a*) circuito elettrico; *b*) circuito equivalente differenziale.

Gli altri due punti: catodo e griglia sono a potenziale di *AF*. Il carico anodico è isolato dal circuito generatore e non influisce su questo in modo apprezzabile per effetto della griglia schermo, la quale permette, però, l'accoppiamento elettronico del carico con il generatore tramite gli elettroni che fuggono verso l'anodo. Questo generatore autoeccitato è composto di due stadi, in seno alla stessa valvola, avente ciascuno una propria funzione: il primo stadio serve per la generazione delle oscillazioni (circuito pilota), il secondo funziona come amplificatore (separatore) per il segnale d'uscita. Il generatore ECO permette di essere collegato direttamente all'amplificatore di potenza di *AF* senza interporre amplificatori separatori, come avviene di solito per gli altri tipi di oscillatori.

Il partitore R'_{g2} e R''_{g2} serve per evitare che le variazioni di tensione di alimentazione si ripercuotino sul circuito generatore causando variazioni di frequenza. Il carico anodico può essere accordato anche su un'armonica del segnale generato. In questo caso si sottrae ancora più l'influenza del carico anodico sul circuito generatore. Il circuito ECO permette di ottenere una buona *stabilità di frequenza* ed indipendenza della stessa dalle variazioni del carico anodico, quasi come avviene in un oscillatore a quarzo (come vedremo in seguito), con il vantaggio, rispetto l'oscillatore a quarzo, di poter variare la frequenza generata. Questo oscillatore viene largamente impiegato per la costruzione di piccoli radiotrasmettitori per radioamatori. Per il calcolo dell'oscillatore valgono le considerazioni avanzate per il circuito Hartley.

68. Stabilità nella frequenza generata dagli oscillatori.

Con questa denominazione si suole indicare l'attitudine dell'oscillatore a mantenere costante la frequenza generata durante il suo funzionamento. Infatti, la stabilità di frequenza è continuamente insidiata: dalle variazioni delle capacità interelettrodiche del tubo, dovute alle variazioni delle tensioni agli elettrodi; dalle variazioni di reattanza riflessa dal carico, quando si richiede potenza variabile. Questi fattori, minimi per le frequenze attorno al *MHz*, si fanno sentire, invece, in modo determinante alle altissime frequenze, quando addirittura si sfruttano le capacità interelettrodiche come componenti dell'oscillatore stesso. Concludendo possiamo affermare che una buona stabilità di frequenza in generale è funzione della buona stabilità dell'alimentatore anodico e della costanza sia dei componenti circuitali, sia del carico anodico. Un miglioramento della stabilità di frequenza può essere ottenuto aumentando il fattore di merito Q del circuito risonante. Infatti, aumentando il Q aumenta l'energia immagazzinata dal circuito volano, per cui difficilmente l'oscillatore si

distoglie dal generare oscillazioni a frequenza prestabilita. Un altro fattore che può migliorare la stabilità di frequenza consiste nell'interporre fra l'oscillatore e l'amplificatore di *AF* in classe *C*, un amplificatore separatore, funzionante in classe *A*, capace di isolare l'oscillatore dalle variazioni di potenza richiesta dall'amplificatore in classe *C*.

69. Controllo di frequenza con quarzo.

Nei trasmettitori la frequenza di lavoro deve essere tenuta quanto mai costante, sia per evitare la disintonizzazione da parte dei radioricevitori,

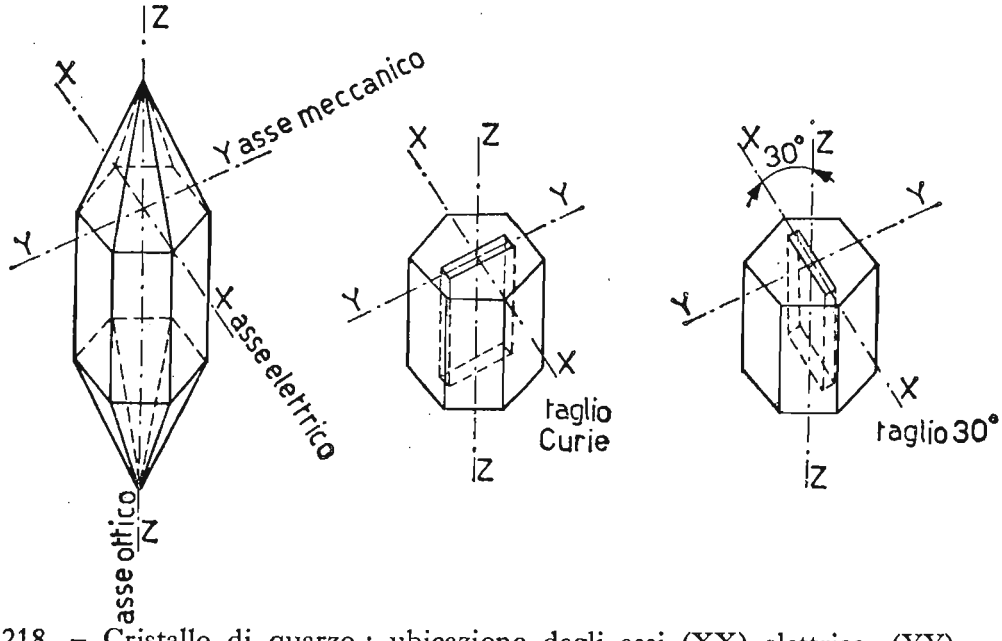


Fig. 218. – Cristallo di quarzo : ubicazione degli assi (XX) elettrico, (YY) meccanico, (ZZ) ottico. Esempio di taglio Curie e di taglio a 30°.

sia perché le stazioni, ad esempio, in onde medie, distando l'una dall'altra di 9*KHz*, possono provocare interferenze con le stazioni adiacenti. Provvedono a mantenere costante la frequenza generata *gli oscillatori pilotati a quarzo*. Infatti, il quarzo ed altri cristalli come, ad esempio, la tarmolina, il cristallo di Rochelle hanno spiccate proprietà piezoelettriche. L'effetto piezoelettrico è la proprietà che hanno certe sostanze di manifestare effetti elettrici, quando sono sollecitate da forze meccaniche di compressione e di trazione.

Il quarzo, ad esempio, si presenta in natura come un cristallo sottoforma di prisma esagonale, le cui due basi terminano a forma di piramide esagonale (fig. 218). L'asse, che congiunge i due vertici delle piramidi si chiama « *asse ottico* », mentre quelli XX e YY si chiamano rispettivamente: « *asse elettrico* » e « *asse meccanico* ». Il taglio delle sbarrette di quarzo avviene in diversi modi, ossia: parallelamente all'asse elettrico (XX) o all'asse

meccanico (YY), denominati rispettivamente: taglio a 30° e taglio Curie. Oltre questi principali tipi di tagli, i quali, però, non permettono al quarzo di raggiungere elevate frequenze di oscillazione fondamentale (massimo $\cong$ 300 *KHz*) esistono altri sistemi di taglio, ad esempio, i tagli *AT*, *BT*, *CT*, *DT*, *GT*, — 18°, *MT*, *NT*, le cui lamine di quarzo ricavate formano con l'asse ottico angoli diversi.

Per i tagli *AT*, *CT*, *BT*, *DT*, le superfici principali della sbarretta, parallele all'asse elettrico, formano con l'asse ottico angoli rispettivamente di 35° e 38° sinistri, 49° e 52° destri. La frequenza generata è *inversamente proporzionale* allo spessore della lamina, per cui esiste un limite delle

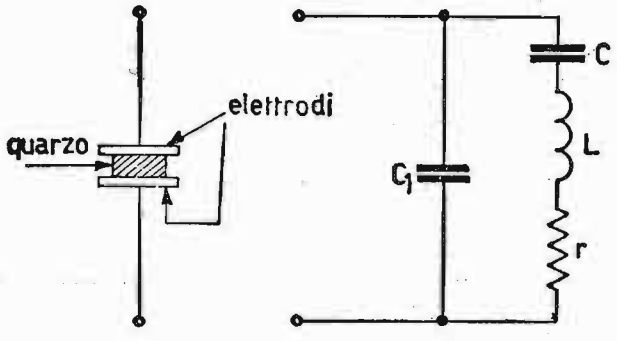


Fig. 219. – Sistemazione di una lamina di quarzo piezoelettrico e suo circuito equivalente differenziale.

frequenze generate. Per ottenere frequenze maggiori si impiegano moltiplicatori di frequenza. Il circuito equivalente per una lamina di quarzo, trattenuta da due piastre metalliche è quello di fig. 219. Lo schema equivalente comprende un circuito *LCr* serie, in parallelo al quale è posto il condensatore C_1 dovuto alla capacità fra le armature che sostengono il quarzo. I valori di L, C, C_1, r dipendono dalle dimensioni della lamina di quarzo. Mediamente l'induttanza propria del quarzo L è dell'ordine delle decine di henry, la capacità C di centesimi di *pF*, per cui, essendo piccole le perdite, si possono raggiungere coefficienti di risonanza variabili da 10^4 a 10^5, potendo raggiungere anche il valore di 5.10^5. Trascurando le perdite r, il valore della reattanza risultante ai morsetti del quarzo vale:

$$X_t = \frac{-\dfrac{1}{\omega C_1}\cdot\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)}{-\dfrac{1}{\omega C_1} + \omega L - \dfrac{1}{\omega C}} = -\frac{1}{\omega C_1}\cdot\frac{\omega^2 LC - 1}{\left(\omega^2 LC - 1 - \dfrac{C}{C_1}\right)}$$

La reattanza risultante X_t si annulla per $\omega^2 LC = 1$ cui corrisponde la

frequenza di risonanza *serie* o risonanza meccanica, mentre diventa infinita per

$$\omega^2 LC = 1 + \frac{C}{C_1}$$

Siccome il rapporto $\frac{C}{C_1}$ è di molto inferiore all'unità, le due frequenze f_s ed f_p (frequenza parallelo) sono vicine, potendo avvicinarle ancor più ponendo un condensatore aggiuntivo in parallelo al condensatore C_1. La curva,

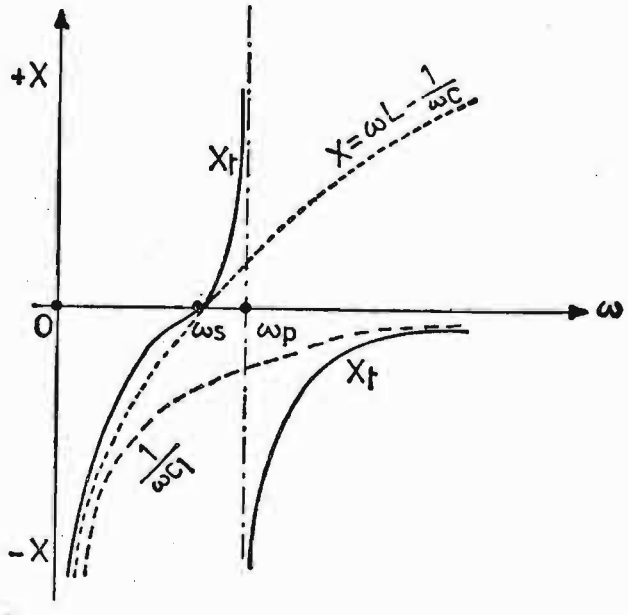


Fig. 220. – Curva della reattanza risultante di una lamina di quarzo piezoelettrico montato con supporti metallici.

rappresentante la reattanza risultante del quarzo al variare della frequenza è visibile in fig. 220. Si può osservare che detta reattanza risultante è negativa per $f < f_s$ e, passando per lo zero quando $f = f_s$ raggiunge rapidamente l'infinito per $f = f_p$. In un breve intervallo di frequenze, la variazione di reattanza è talmente grande da permettere un'elevata stabilizzazione di frequenza. Il quarzo generalmente lavora ad una frequenza compresa fra f_s e f_p, cioè con reattanza risultante positiva (induttiva).

70. Oscillatori a quarzo.

Per aumentare la stabilità della frequenza generata (dell'ordine anche di $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ relativamente alla frequenza di lavoro) si introduce nel circuito elettrico dell'oscillatore di alta frequenza, un quarzo piezoelettrico. In fig. 221 è rappresentato un oscillatore controllato a quarzo dovuto al

Pierce e denominato anche *oscillatore Miller*, in quanto sfrutta la C_{ga} come reattanza che unisce la griglia all'anodo. Esso, perciò, fa parte della famiglia dei generatori a tre punti. Nell'oscillatore il carico anodico è costituito da un circuito *LC* parallelo, il quale deve presentarsi con reattanza risultante *positiva* per la frequenza di lavoro del quarzo posto nel circuito di griglia. Per ottenere questo, occorre che il circuito *LC* parallelo abbia la

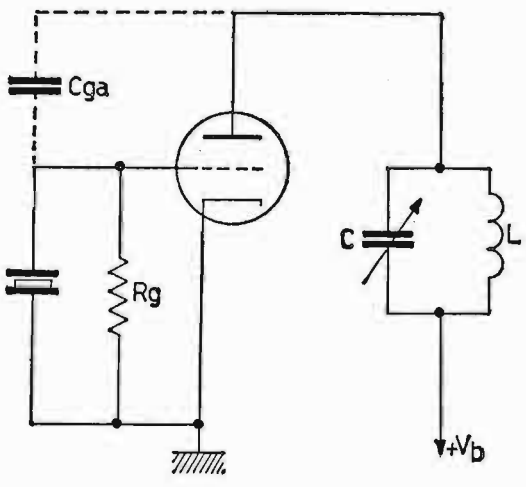


Fig. 221. – Oscillatore controllato a quarzo Pierce (oscillatore Miller).

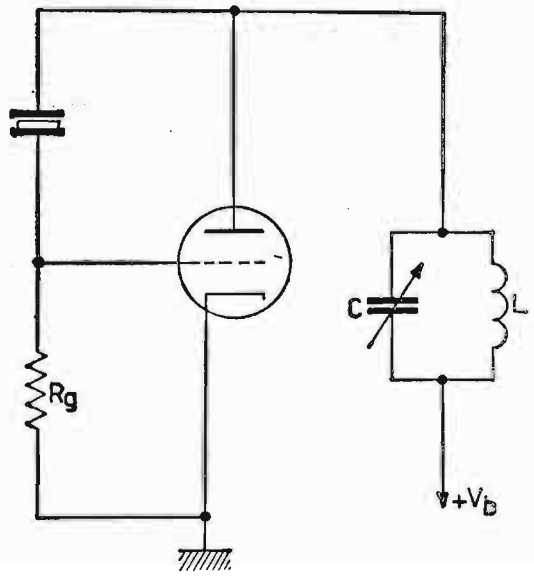


Fig. 222. – Oscillatore controllato a quarzo dovuto sempre al Pierce.

propria frequenza di risonanza praticamente in corrispondenza alla f_p del quarzo, in modo da presentarsi (per le frequenze comprese fra le f_s e f_p del quarzo) induttivo. L'oscillatore improvvisato è riconducibile al tipo Hartley. In fig. 222 è rappresentato un altro oscillatore controllato a quarzo e dovuto al Pierce. Esso ha la variante, rispetto al tipo precedente, di avere il quarzo introdotto fra la griglia e l'anodo. Questa volta il carico anodico deve essere complessivamente di tipo *capacitivo*, per cui avrà la propria frequenza di risonanza in corrispondenza praticamente alla f_s del quarzo, in modo da presentarsi (per le frequenze comprese fra le f_s e f_p del quarzo) capacitivo. L'oscillatore in discorso è riconducibile al tipo Colpitts, impiegando come reattanza che collega la griglia al catodo (al limite) la C_{gk}. Unico inconveniente degli oscillatori a quarzo è di oscillare a frequenza fissa.

Per ultimo forniamo lo schema elettrico di un oscillatore del tipo con accoppiamento elettronico, stabilizzato in frequenza da un quarzo e denominato « tri-tet », (fig. 223) impiegato generalmente dai radioamatori per la costruzione di piccoli trasmettitori. Il tubo impiegato è un tetrodo o un pentodo montato a tetrodo. Di solito, in questo oscillatore, il circuito *LC*

è accordato su una *armonica* della frequenza di lavoro del cristallo (es.: seconda armonica), per poter aumentare la frequenza generata dal quarzo.

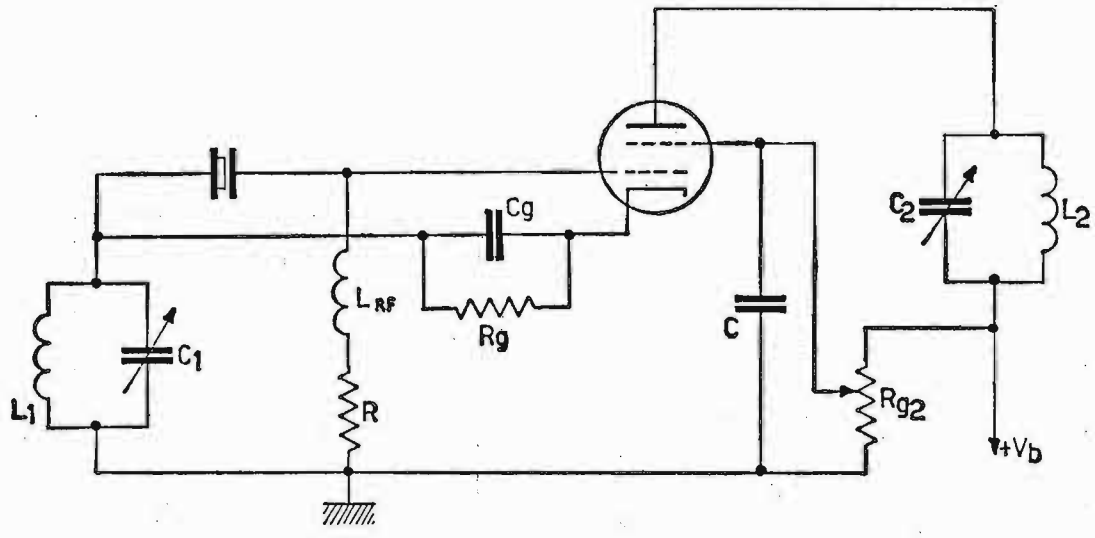


Fig. 223. - Oscillatore controllato a quarzo « tri-tet ».

71. Oscillatori di bassa frequenza.

Finora abbiamo studiato oscillatori, il cui circuito fondamentale è costituito da un circuito accordato *LC*, capace di immagazzinare energia per mantenere, con elevati rendimenti anodici, le oscillazioni. È possibile costruire oscillatori autoeccitati, generanti onde sinusoidali pure anche con capacità e resistenze (anziché induttanze). Questi generatori vengono denominati « oscillatori a resistenza e capacità » o semplicemente a *RC*. Purtroppo essi hanno un campo di frequenze limitato in quanto sono soggetti agli stessi effetti nocivi degli amplificatori con accoppiamento a *RC* (capacità parassite). Gli oscillatori a *RC* sono idonei, quindi, a generare basse frequenze, laddove gli oscillatori a *LC* non potrebbero giungere data l'elevata mole, e le non trascurabili perdite, dei componenti *L* e *C*.

Possiamo, perciò affermare che l'uno completa la gamma generata dall'altro. Consideriamo due tipi fondamentali di oscillatori a *RC*, ossia: a ponte di Wien dovuto a Scott e a rete sfasatrice (o a sfasamento).

a) Oscillatore di bassa frequenza a ponte di Wien. – In fig. 224 è rappresentato lo schema di principio dell'oscillatore a ponte di Wien. La tensione di reazione E_r viene ottenuta dalla tensione E_u dopo due stadi amplificatori. In questo modo fra E_r ed E_u esiste la giusta relazione di fase, per acconsentire l'innesco delle oscillazioni. Esse iniziano e permangono quando $\beta A = 1$. Ricaviamo analiticamente, sia la condizione d'innesco, sia la frequenza di oscillazione. Il coefficiente β vale:

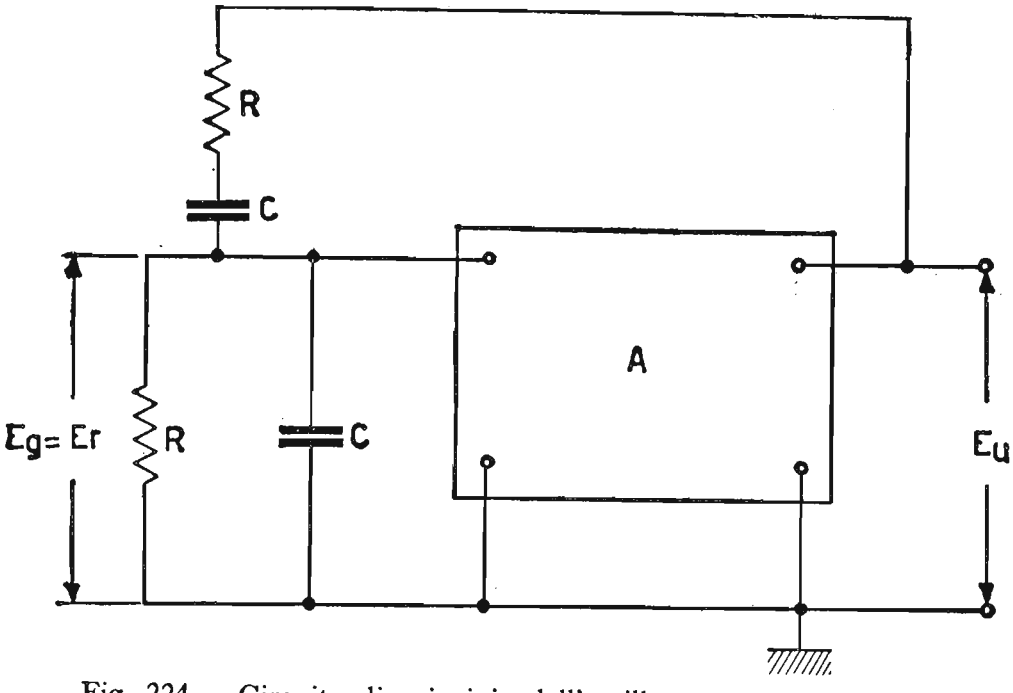


Fig. 224. – Circuito di principio dell'oscillatore a ponte di Wien.

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{E}_r}{\bar{E}_u}$$

sostituendo in funzione della rete di fig. 225, si ha:

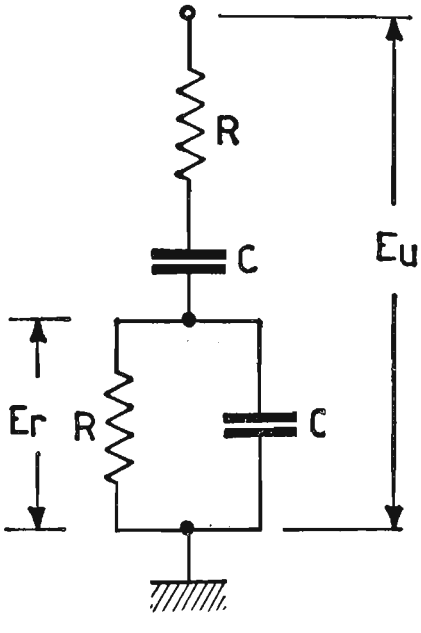


Fig. 225. – Rete di reazione dell'oscillatore a ponte di Wien per la ricerca del fattore β, dell'amplificazione di lavoro A e della pulsazione di risonanza ω_0.

$$\bar{\beta} = \frac{\left(R \cdot \frac{1}{j\omega C}\right) \cdot \left(\frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}}\right)}{R + \frac{1}{j\omega C} + R\frac{1}{j\omega C} \cdot \left(\frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}}\right)}$$

moltiplicando numeratore e denominatore per $R + \frac{1}{j\omega C}$ si ottiene:

$$\bar{\beta} = \frac{\frac{R}{j\omega C}}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)^2 + \frac{R}{j\omega C}},$$

svolgendo il quadrato diventa:

$$\bar{\beta} = \frac{\dfrac{R}{j\omega C}}{R^2 + \dfrac{2R}{j\omega C} + \left(\dfrac{1}{j\omega C}\right)^2 + \dfrac{R}{j\omega C}},$$

raccogliendo, si ha:

$$\bar{\beta} = \frac{\dfrac{R}{j\omega C}}{R^2 + \dfrac{3R}{j\omega C} + \left(\dfrac{1}{j\omega C}\right)^2},$$

dividendo per il numeratore, diventa:

$$\bar{\beta} = \frac{1}{j\omega RC + 3 + \dfrac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \dfrac{1}{\omega RC}\right)}.$$

Essendo *A reale e positivo*, in quanto dovuto a due stadi, anche β deve essere *reale e positivo*. Per questa ragione il termine immaginario al denominatore dell'espressione finale di $\bar{\beta}$ deve essere uguale a zero, cioè:

$$\omega_0 RC - \frac{1}{\omega_0 RC} = 0; \qquad \omega^2_0 R^2 C^2 = 1; \qquad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

da cui:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Alla pulsazione ω_0 il coefficiente β vale: $\beta = \dfrac{1}{3}$ per cui dovendo essere $\beta A = 1$, l'amplificazione complessiva A (due stadi) deve valere come minimo 3 (valore facilmente raggiungibile).

In fig. 226 è rappresentato lo schema elettrico dell'oscillatore *RC*, con prevista reazione negativa sul catodo del primo tubo. Questa controreazione serve per *limitare* l'ampiezza delle oscillazioni generate. Infatti, la resistenza sul catodo del tubo è costituita da una piccola lampada con filamento di wolframio. Essa ha la particolarità di aumentare la resistenza del suo filamento all'aumentare della corrente in esso circolante. All'aumentare dell'ampiezza delle oscillazioni, aumenta la corrente circolante nella

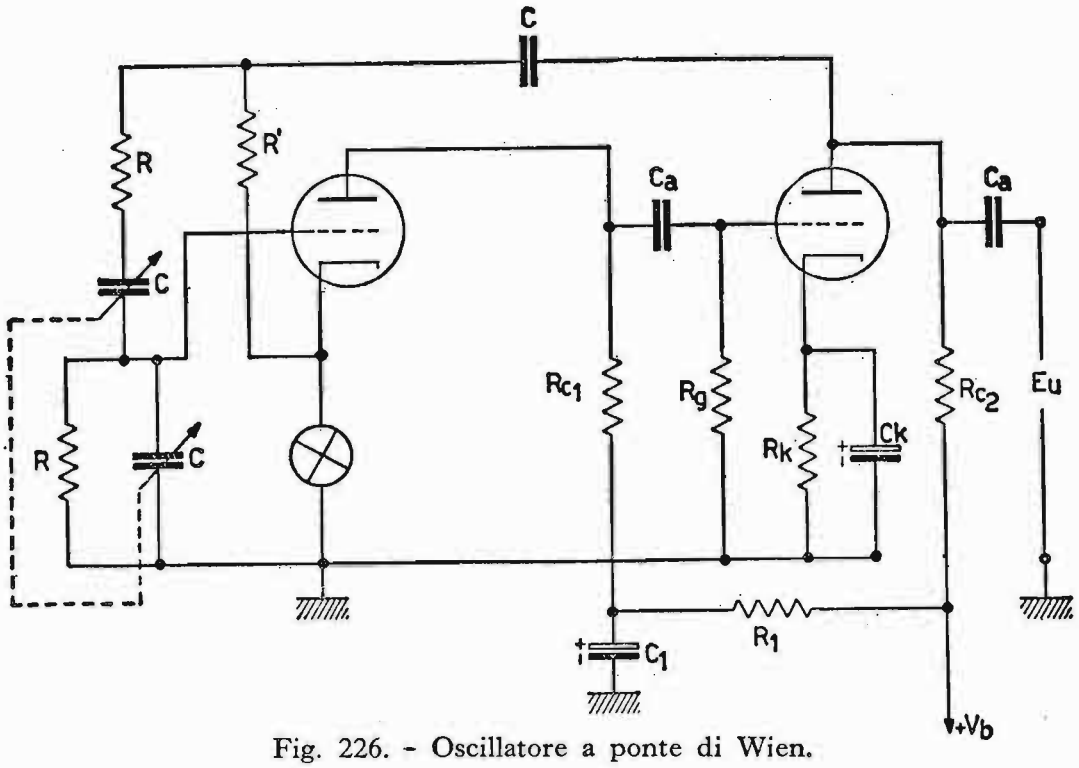


Fig. 226. - Oscillatore a ponte di Wien.

lampada, per cui essa reagisce con un aumento di tensione ai suoi capi, capace di aumentare la reazione negativa e, quindi, nel complesso, mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni generate.

b) Oscillatore a rete sfasatrice. – L'oscillatore a rete sfasatrice (o a sfasamento), impiega un amplificatore a un solo stadio ed ha praticamente

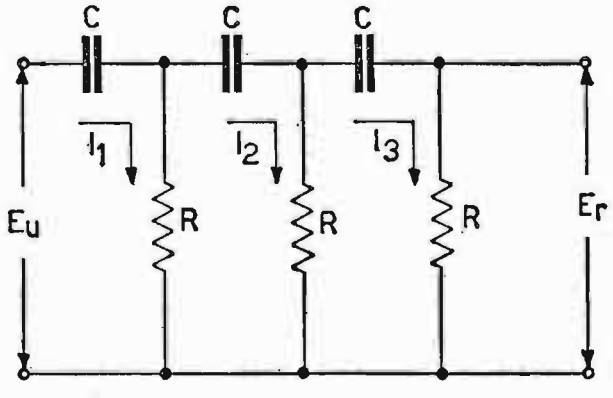


Fig. 227. – Rete sfasatrice impiegata nell'oscillatore a sfasamento.

le caratteristiche di quello precedente. Siccome l'amplificazione di uno stadio è negativa, per la condizione d'innesco si dovrà avere un β negativo. Ritorniamo, cioè, alla tecnica impiegata nell'oscillatore Meissner, ossia: sfasare ulteriormente di 180° il segnale prelevato all'uscita dell'amplificatore, per introdurlo nel circuito di griglia controllo. Provvede a questo sfasamento la rete di resistenze e capacità rappresentata in fig. 227.

Per ricavare il termine β eseguiamo una serie di calcoli, relativamente alle varie maglie elettriche, con l'ausilio del principio di Kirchhoff.

Iniziando da sinistra della rete elettrica, per la prima maglia si ha:

$$\bar{E}_u = \frac{1}{j\omega C}\bar{J}_1 + R(\bar{J}_1 - \bar{J}_2) = \left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)\bar{J}_1 - R\bar{J}_2$$

per la seconda maglia:

$$O = -R(\bar{J}_1 - \bar{J}_2) + \frac{1}{j\omega C}\bar{J}_2 + R(\bar{J}_2 - \bar{J}_3) = -R\bar{J}_1 + \left(2R + \frac{1}{j\omega C}\right)\bar{J}_2 - R\bar{J}_3$$

per la terza maglia:

$$O = -R(\bar{J}_2 - \bar{J}_3) + \frac{\bar{J}_3}{j\omega C} + R\bar{J}_3 = -R\bar{J}_2 + \left(2R + \frac{1}{j\omega C}\right)\bar{J}_3$$

inoltre, il valore della tensione d'uscita è:

$$\bar{E}_r = R\bar{J}_3$$

dividiamo ciascuna espressione per R ed otteniamo:

$$1)\ \frac{\bar{E}_u}{R} = \left(1 + \frac{1}{j\omega CR}\right)\bar{J}_1 - \bar{J}_2;$$

$$2)\ O = -\bar{J}_1 + \left(2 + \frac{1}{j\omega CR}\right)\bar{J}_2 - \bar{J}_3;$$

$$3)\ O = -\bar{J}_2 + \left(2 + \frac{1}{j\omega CR}\right)\bar{J}_3;$$

poniamo $\frac{1}{j\omega CR} = a$ e sostituendolo nelle tre espressioni precedenti, otteniamo:

$$1)\ \frac{\bar{E}_u}{R} = (1 - a)\bar{J}_1 - \bar{J}_2; \qquad 2)\ O = -\bar{J}_1 + (2 + a)\bar{J}_2 - \bar{J}_3;$$

$$3)\ O = -\bar{J}_2 + (2 + a)\bar{J}_3; \qquad 4)\ \bar{J}_3 = \frac{\bar{E}_r}{R};$$

sostituiamo nella (3) il valore J_3 ricavato dalla (4) e così successivamente di J_2 e J_1 fino ad eliminarle dalle espressioni, si ha successivamente:

$$3)\ \bar{J}_2 = (2 + a)\frac{\bar{E}_r}{R};$$

$$2)\ \bar{J}_1 = (2 + a)^2\frac{\bar{E}_r}{R} - \frac{\bar{E}_r}{R} = \frac{\bar{E}_r}{R}[(2 + a)^2 - 1];$$

$$1)\ \frac{\bar{E}_u}{R} = (1 + a)\frac{\bar{E}_r}{R}\cdot[(2 + a)^2 - 1] - (2 + a)\cdot\frac{\bar{E}_r}{R};$$

tenendo presente che

$$\beta = \frac{\bar{E}_r}{\bar{E}_u}$$

ricaviamo dalla (1) il termine $\frac{1}{\beta}$, ottenendo per gradi:

$$\frac{1}{\beta} = (1 + a)\cdot[(2 + a)^2 - 1] - (2 + a) = (1 + a)\cdot[4 + a^2 + 4a - 1] -$$

$$- 2 - a = 3 + 4a + a^2 + 3a + 4a^2 + a^3 - 2 - a = 1 + 6a + 5a^2 + a^3$$

a questo punto sostituiamo ad a il suo valore originario $\frac{1}{j\omega C R}$ ed otteniamo:

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{6}{j\omega C R} - \frac{5}{\omega^2 C^2 R^2} - \frac{1}{j\omega^3 C^3 R^3}.$$

Si può notare che $1/\beta$ è costituito da una parte reale e da una immaginaria. Siccome A è reale e negativo, dovendosi verificare la condizione $\beta A = 1$, anche β deve essere reale e negativo, ossia la parte immaginaria deve essere uguale a zero, cioè, quando $\omega = \omega_0$ si deve verificare:

$$\frac{6}{j\omega_0 C R} - \frac{1}{j\omega^3_0 C^3 R^3} = 0 \quad ; \quad 6\,\omega^2_0 C^2 R^2 = 1$$

da cui:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}\cdot RC} \quad \text{ed} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\cdot RC}.$$

Questo valore di frequenza (f_0) è l'unico per il quale la rete di fig. 227

sfasa di 180° il suo segnale d'uscita (E_u) rispetto quello inviatole all'ingresso (E_r). Il termine $1/\beta$ (reale e negativo), per queste condizioni vale:

$$\frac{1}{\beta} = 1 - \frac{5}{\dfrac{1}{6\,R^2\,C^2} \cdot R^2\,C^2} = 1 - 30 = -29$$

ed anche $\beta = -\dfrac{1}{29}$ e quindi $A = -29$, per ottenere la condizione d'innesco $\beta A = 1$.

In fig. 228*a*) è rappresentato lo schema elettrico dell'oscillatore a rete sfasatrice. La resistenza di carico R_c è di basso valore, in modo che il circuito di reazione non influisca in modo determinante sul guadagno dell'amplificatore. Per questo oscillatore occorre impiegare un triodo il cui coefficiente di amplificazione μ superi di qualche decina di unità il valore 29 ricavato per l'amplificazione di lavoro. In fig. 228*b*) è rappresentata

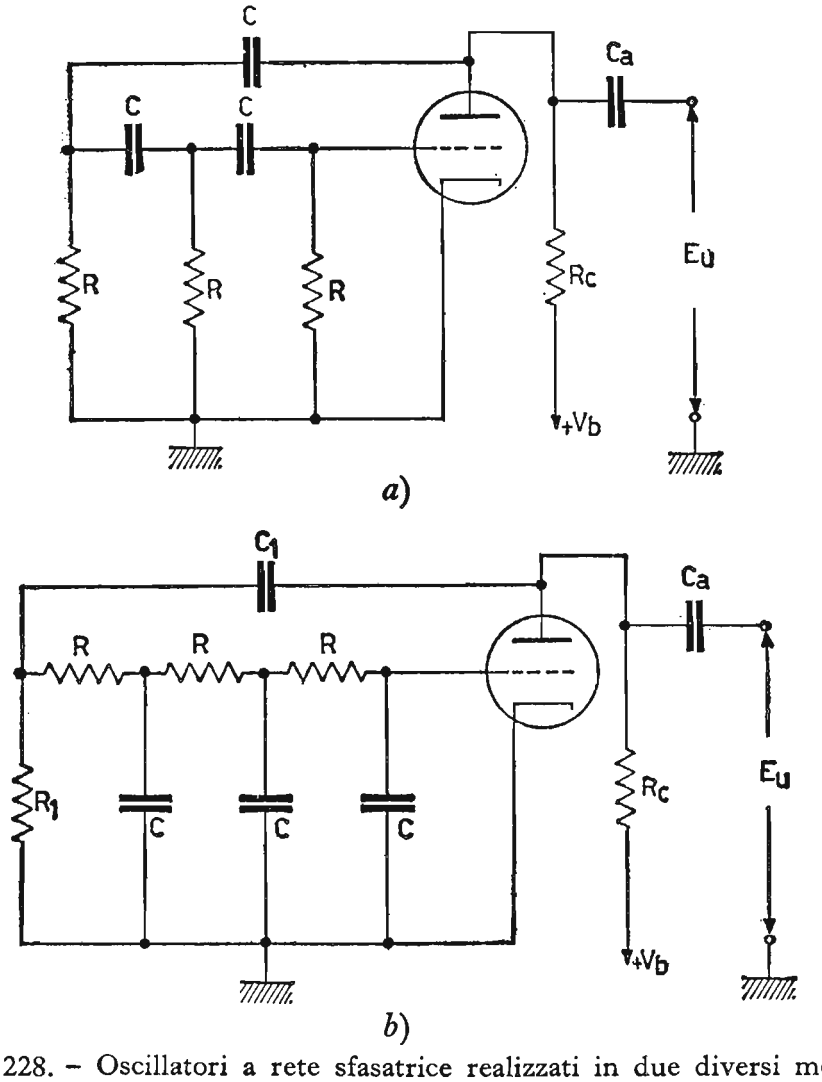


Fig. 228. – Oscillatori a rete sfasatrice realizzati in due diversi modi.

una variante dell'oscillatore ottenuta invertendo i condensatori con le resistenze. Per quest'ultimo schema valgono le considerazioni avanzate per il tipo *a*). Unica variante consiste nell'espressione della frequenza generata, la quale, in questo caso *b*) vale:

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$$

I componenti C_1 e R_1 servono rispettivamente: il primo per accoppiare la placca con l'ingresso della rete sfasatrice e il secondo per collegare al potenziale di massa la griglia controllo.

72. **Oscillatori di onde non sinusoidali. Multivibratori.**

I multivibratori sono particolari oscillatori a *rilassamento* atti a generare onde periodiche di forma quadrata, rettangolare, impulsiva, a dente di sega, ecc. Questi oscillatori vengono impiegati in svariati circuiti elettronici. Il multivibratori solitamente impiegati possono essere suddivisi in tre distinte categorie:

a) multivibratori astabili;
b) multivibratori monostabili;
c) multivibratori bistabili.

I multivibratori astabili sono oscillatori, i quali innescano spontaneamente le oscillazioni e le mantengono nel tempo, con la possibilità di controllarle dall'esterno, agendo sia sull'alimentazione anodica, sia inviando segnali di sincronizzazione nel circuito stesso (impulsi grilletto). I multivibratori monostabili sono oscillatori, che sono in grado di iniziare spontaneamente una semioscillazione e fornire l'altra parte mediante un impulso inviato dall'esterno.

I multivibratori bistabili sono oscillatori, i quali abbisognano di un impulso esterno per generare entrambe le semioscillazioni.

Analizziamo separatamente i tre casi.

I) Multivibratori astabili.

A questa categoria di oscillatori appartengono tre tipi fondamentali, ossia: multivibratore simmetrico di Abraham-Bloch, multivibratore con accoppiamento catodico e multivibratore con griglia positiva.

Presentiamo, di seguito, il multivibratore di Abraham-Bloch, quale prototipo della serie, limitandoci allo schema elettrico e a qualche nota per gli altri due tipi.

1) Multivibratore di Abraham-Bloch (simmetrico). Il multivibratore di Abraham-Bloch (come d'altra parte gli altri tipi di multivibratori) è

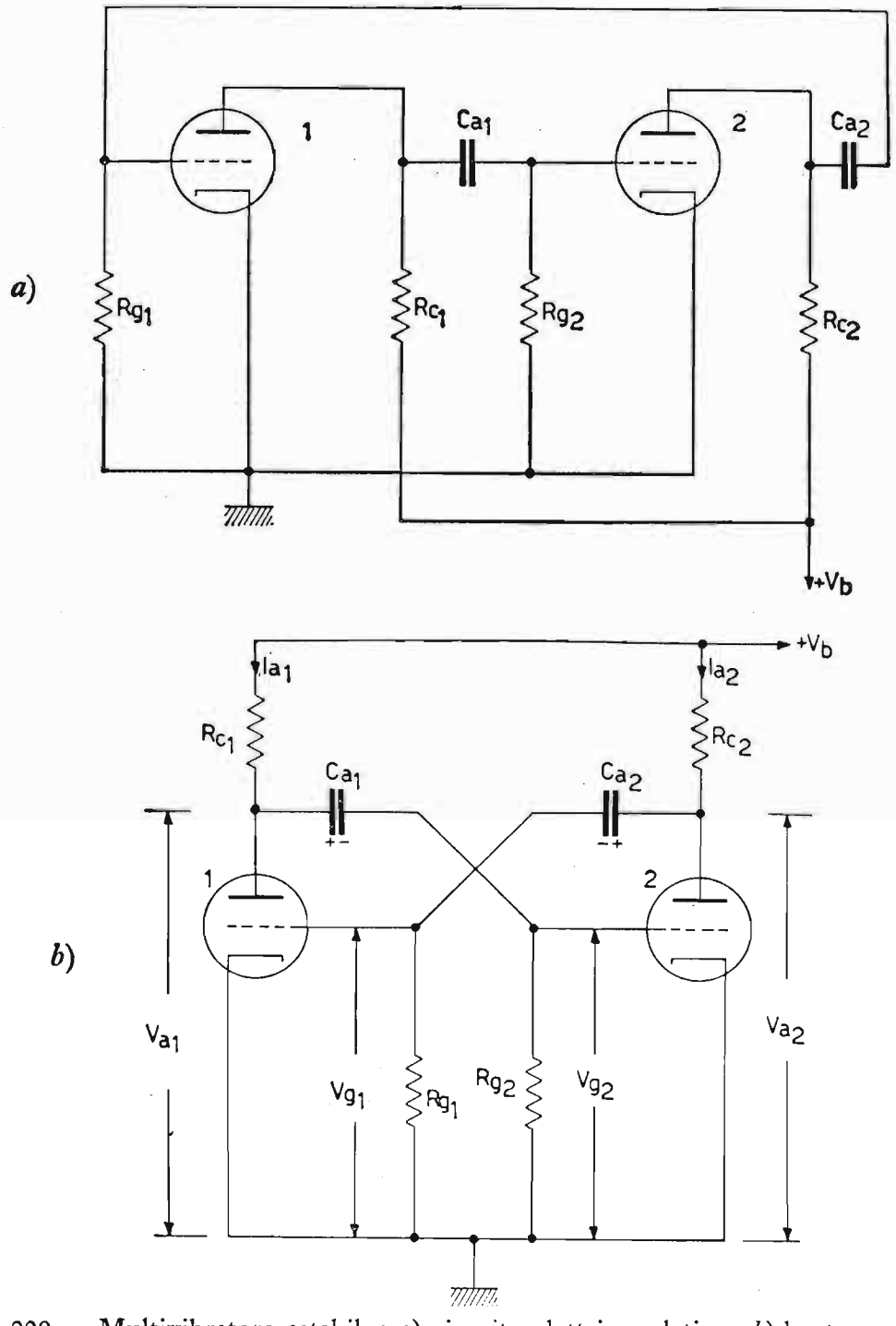


Fig. 229. – Multivibratore astabile: *a*) circuito elettrico relativo; *b*) lo stesso circuito con i componenti simmetricamente disposti.

costituito sostanzialmente da un amplificatore a resistenza e capacità a due stadi con reazione positiva del segnale d'uscita su quello d'ingresso.

A tale scopo la placca del secondo tubo è applicata alla griglia del primo tubo tramite un condensatore di accoppiamento.

In fig. 229*a*) è rappresentato lo schema del multivibratore descritto, mentre nella stessa figura in *b*) lo stesso schema del multivibratore, ma più familiare per apprendere il suo funzionamento.

Il multivibratore è del tipo simmetrico, ossia onde generate rettangolari e perfettamente simmetriche, quando, ad esempio, è valida la condizione:

$$R_{c1} = R_{c2} = R_c \quad ; \quad R_{g1} = R_{g2} = R_g \quad ; \quad C_{a1} = C_{a2} = C_a,$$

Per comprendere il funzionamento del circuito, immaginiamo il tubo 1 interdetto (scollegando ad esempio, la placca del primo tubo dalla resistenza R_{c1}) e il tubo 2 conduttore.

In questo modo C_{a1} può caricarsi, secondo le polarità di fig. 229*b*), alla

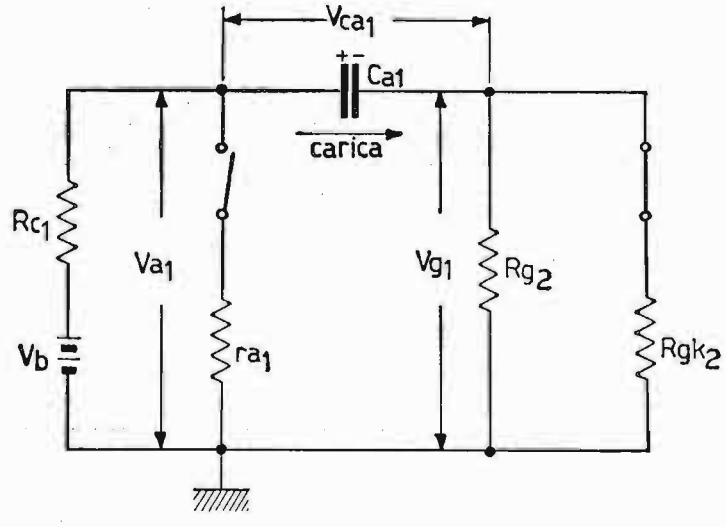


Fig. 230. – Circuito equivalente del multivibratore astabile nella fase di carica di C_{a1}.

tensione di alimentazione anodica V_b. Il circuito di carica è rappresentato nella fig. 230 dove il tubo 1 è sostituito da un interuttore aperto ed R_{gk2} rappresenta la resistenza fra griglia e catodo del tubo 2, la quale resistenza nel particolare istante, in cui C_{a1} si carica è di poche centinaia di ohm (griglia positiva).

Il condensatore C_{a2} è carico, invece, alla tensione $V_{a2} = V_b - R_{c2} I_{a2}$ presente ai capi del tubo 2 conducente.

Quando si ripristina il collegamento della placca del tubo 1 al circuito, improvvisamente questo tubo conduce portando il potenziale della sua placca dal valore V_b a quello $V_{a1} = V_b - R_{c1} I_{a1}$.

Il condensatore C_{a1}, che si era caricato alla tensione V_b, deve scaricarsi dei volt eccedenti ai suoi capi, attraverso il circuito di scarica tracciato in fig. 231*a*) e semplificato in fig. 231*b*). Nel primo istante (trascurando il parallelo di $r_{a1} R_{c1}$ rispetto R_{g2}) la tensione $R_{c1} I_{a1}$ si trova praticamente ai capi di R_{g2}, con il segno negativo verso la griglia e capace, quindi, di interdire di gran lunga la griglia controllo del tubo 2, essendo generalmente in valore assoluto $R_{c1} I_{a1} \gg V_{gi}$.

Interdicendosi il tubo 2, il condensatore C_{a2} si caricherà dal valore V_{a2} a quello V_b, rimanendovi per tutto il tempo che il tubo 2 resta interdetto, cioè per il tempo che il condensatore C_{a1} impiega, scaricandosi, a stabilire ai suoi capi la tensione, in valore assoluto

$$[(V_b - R_{c1}\, I_{a1}) + V_{gi}].$$

A questo valore di tensione ai capi di C_{a1}, per il circuito corrisponde l'inversione del ciclo di funzionamento e tutto si ripete.

In fig. 232 sono rappresentati i diagrammi relativi alle forme d'onda presenti sulle placche e sulle griglie dei tubi 1 e 2.

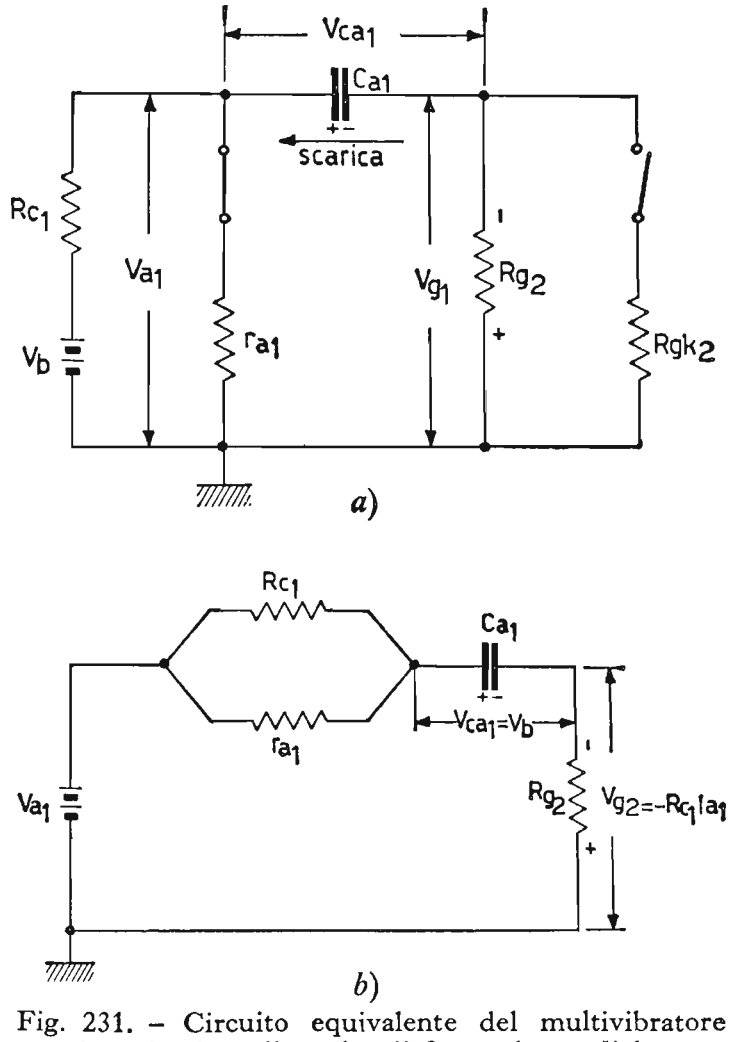


Fig. 231. – Circuito equivalente del multivibratore astabile nella fase di scarica di C_{a1}, nel caso *b*) lo stesso circuito semplificato secondo Thévenin.

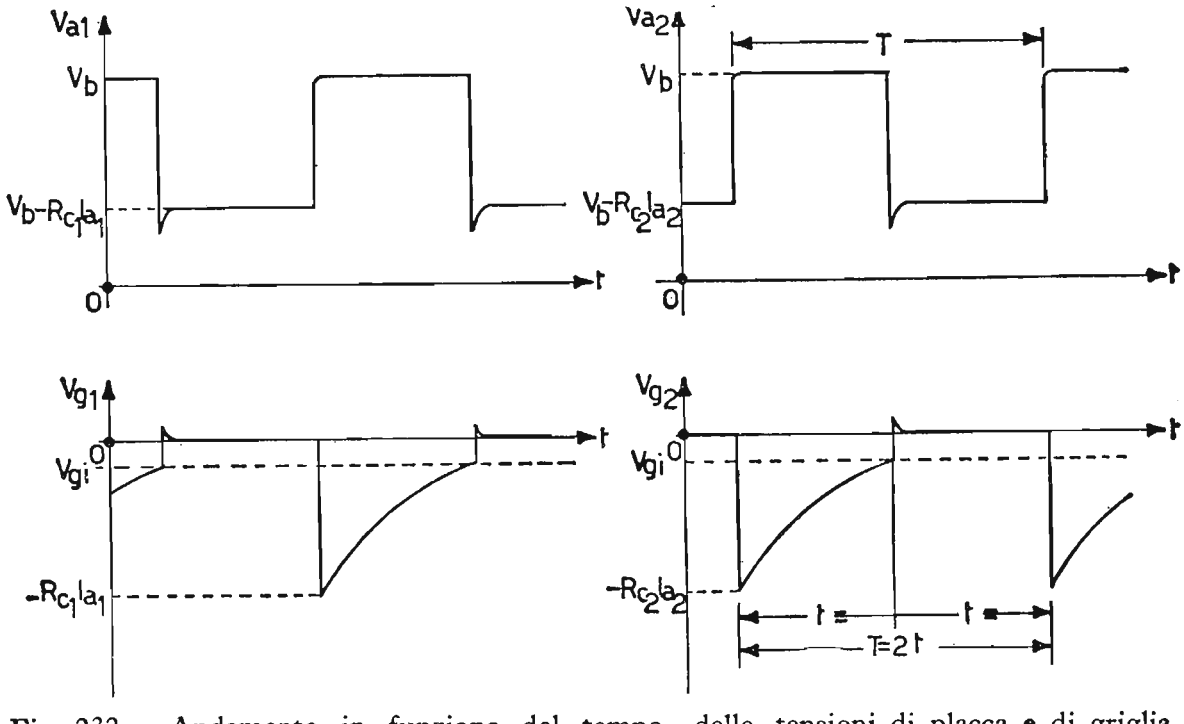


Fig. 232. – Andamento in funzione del tempo, delle tensioni di placca e di griglia.

Si può notare che le forme d'onda generate e disponibili sui due anodi sono uguali fra di loro e complementari, per cui si può prelevare il segnale generato indifferentemente sull'anodo del primo o del secondo tubo. Il picco di tensione $V_{a\,min}$ è dovuto alla punta positiva di griglia, che si raggiunge durante l'uscita dall'interdizione del tubo interessato. Questo picco positivo di griglia si può eliminare disponendo fra griglia e massa un diodo, ad esempio, al silicio con il proprio anodo collegato sulla griglia del triodo e il catodo a massa. Esso, non permettendo alla griglia di divenire positiva elimina la deformazione dell'onda generata.

Sempre dal diagramma completo di fig. 232 si può notare il periodo della grandezza generata, altrimenti espresso nel caso di un multivibratore simmetrico, dal doppio del tempo che occorre ad uno dei condensatori di accoppiamento a scaricarsi dalla tensione V_b a quella già menzionata $[(V_b - R_{c1}\, I_{a1}) + V_{gi}]$.

Analiticamente la frequenza del segnale generato si ricava per gradi, partendo dalla legge di scarica del condensatore su di una resistenza. Riprendiamo il circuito di scarica di fig. 231*b*). Trascurando il parallelo $r_{a1}\, R_{c1}$ rispetto R_{g2} e stabilendo per la simmetria:

$$R_{c1} = R_{c2} = R_c \;; \qquad R_{g1} = R_{g2} = R_g \;; \qquad C_{a1} = C_{a2} = C_a$$

si ottiene:

$$-V_{gi} = -R_c\, I_a \cdot e^{\frac{-t}{R_g C_a}} \;;$$

$$V_{gi} = (V_b - V_a) \cdot e^{\frac{-t}{R_g C_a}} \;;$$

$$e^{\frac{t}{R_g C_a}} = \frac{V_b - V_a}{V_{gi}}; \qquad t = R_g\, C_a \cdot \log_e \frac{V_b - V_a}{V_{gi}};$$

$$T = 2t = 2\, R_g\, C_a \log_e \frac{V_b - V_a}{V_{gi}}$$

dalla quale si ricava:

$$f = \frac{1}{T}.$$

Per questo tipo di multivibratore forniamo un esempio di calcolo.

ESERCIZIO. – **Si debba costruire un multivibratore simmetrico Abraham-Bloch mediante il doppio triodo** 12 *AU* 7 (*ECC* 82), **avente** $r_a \cong 8000\ \Omega$, $V_{gi} = -25$ **volt quando è alimentato con** $V_b = 300$ **volt. La frequenza generata deve risultare di** 800 *Hz*. **La resistenza di carico** $R_c = 16\ K\Omega$ **e le** $R_g = 0{,}3\ M\Omega$.

Ricavare il valore delle capacità di accoppiamento C_a.

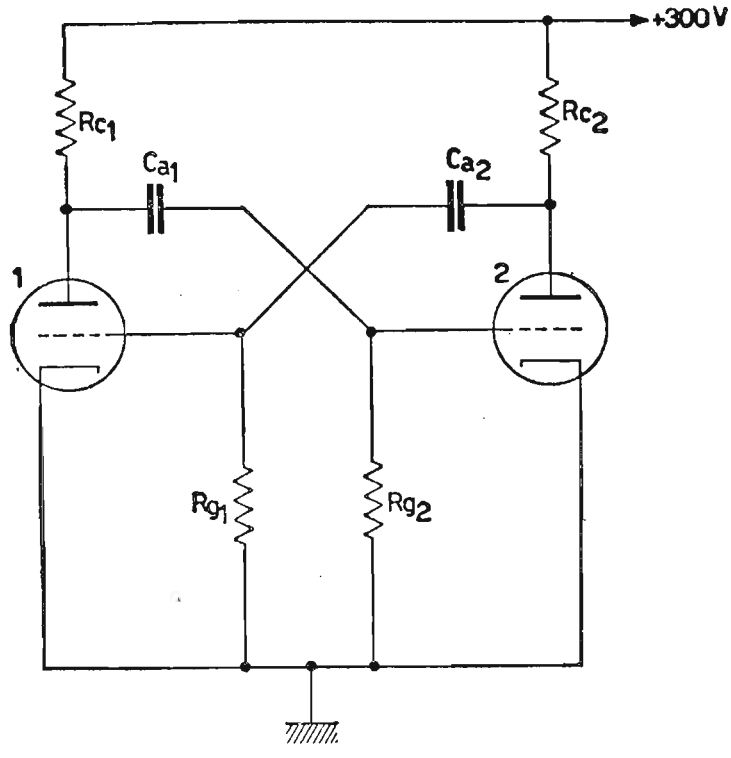


Fig. 233. – Multivibratore astabile.

In fig. 233 è rappresentato lo schema del multivibratore simmetrico Abraham-Bloch. Il valore della tensione ai capi del tubo conducente, ossia, quando $V_{g0} = 0$ volt, vale:

$$V_a = \frac{r_a}{r_a + R_c} \cdot V_b = \frac{8 \cdot 10^3}{(8 + 16) \cdot 10^3} \cdot 300 = 100 \text{ volt.}$$

Il periodo della frequenza generata vale:

$$T = 2\, R_g\, C_a \log_e \frac{V_b - V_a}{V_{gi}},$$

dalla quale si ricava:

$$C_a = \frac{T}{2 \cdot R_g \cdot \log_e \dfrac{V_b - V_a}{V_{gi}}} = \frac{\dfrac{1}{800}}{2 \cdot 0{,}3 \cdot 10^6 \cdot 2{,}302 \cdot \log_{10} \dfrac{300 - 100}{25}} =$$

$$= \frac{1{,}25 \cdot 10^{-3}}{4{,}604 \cdot 0{,}3 \cdot 10^6 \cdot \log_{10} 8} = \frac{1{,}25 \cdot 10^{-3}}{1{,}38 \cdot 10^6 \cdot 0{,}90309} \cong \frac{1{,}25}{1{,}25} \cdot 10^{-9} =$$

$$= 10^{-9}\, F = 1\, nF.$$

2) Multivibratore con accoppiamento catodico. – Possiamo anche realizzare il circuito del multivibratore in modo diverso del tipo simmetrico, collegando, ad esempio, fra loro i *catodi* dei due tubi, cioè, accoppiando il secondo al primo tubo tramite una resistenza R_k comune.

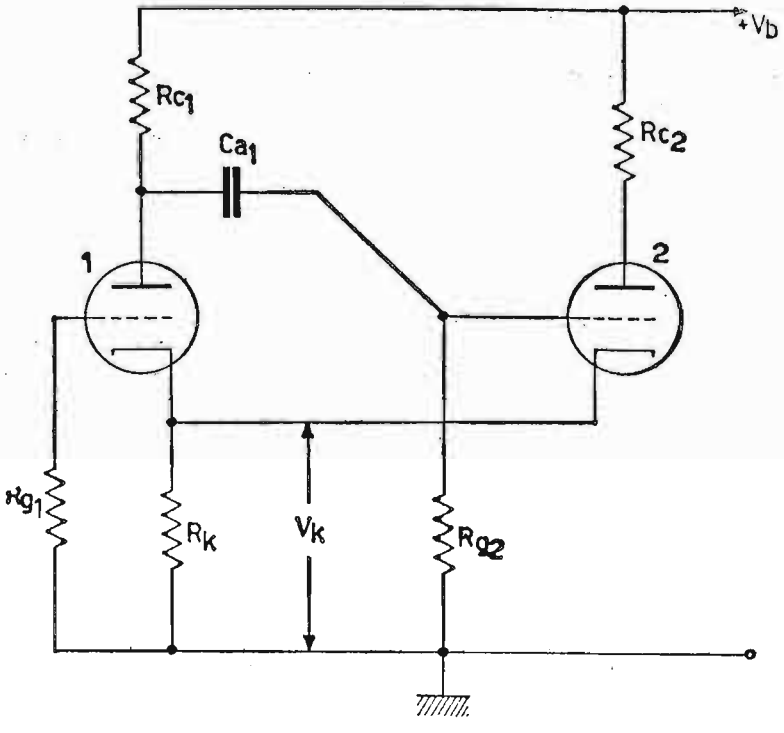


Fig. 234. – Multivibratore astabile con accoppiamento catodico.

L'accoppiamento del primo tubo con il secondo viene ottenuto, invece, al solito modo, mediante cioè C_{a1} e R_{g2}.

In fig. 234 viene rappresentato lo schema elettrico del multivibratore con accoppiamento catodico. I componenti fondamentali per la determinazione della frequenza generata sono C_{a1} e R_{g2}.

Circa il funzionamento del circuito, diremo semplicemente che alternativamente (anche se in modo un po' diverso dal tipo precedente) funziona un tubo, mentre l'altro si trova interdetto, per cui, presentandosi i tubi come interruttori chiusi o aperti, l'oscillatore astabile genererà forme d'onda praticamente rettangolari. L'ampiezza del segnale generato dipende dal valore delle resistenze di carico dei due tubi. Esse sono scelte solitamente uguali fra di loro e il loro valore è mediamente da $2 \div 5$ volte la resistenza anodica dei tubi. Tratteremo dettagliatamente nel paragrafo dei

generatori monostabili questo tipo di multivibratore, all'uopo funzionante come oscillatore monostabile.

3) MULTIVIBRATORE CON GRIGLIA POSITIVA. – Per ultimo facciamo notare in fig. 235*a*) il multivibratore con griglia positiva.

Esso ha il pregio rispetto al tipo simmetrico Abraham-Bloch di essere

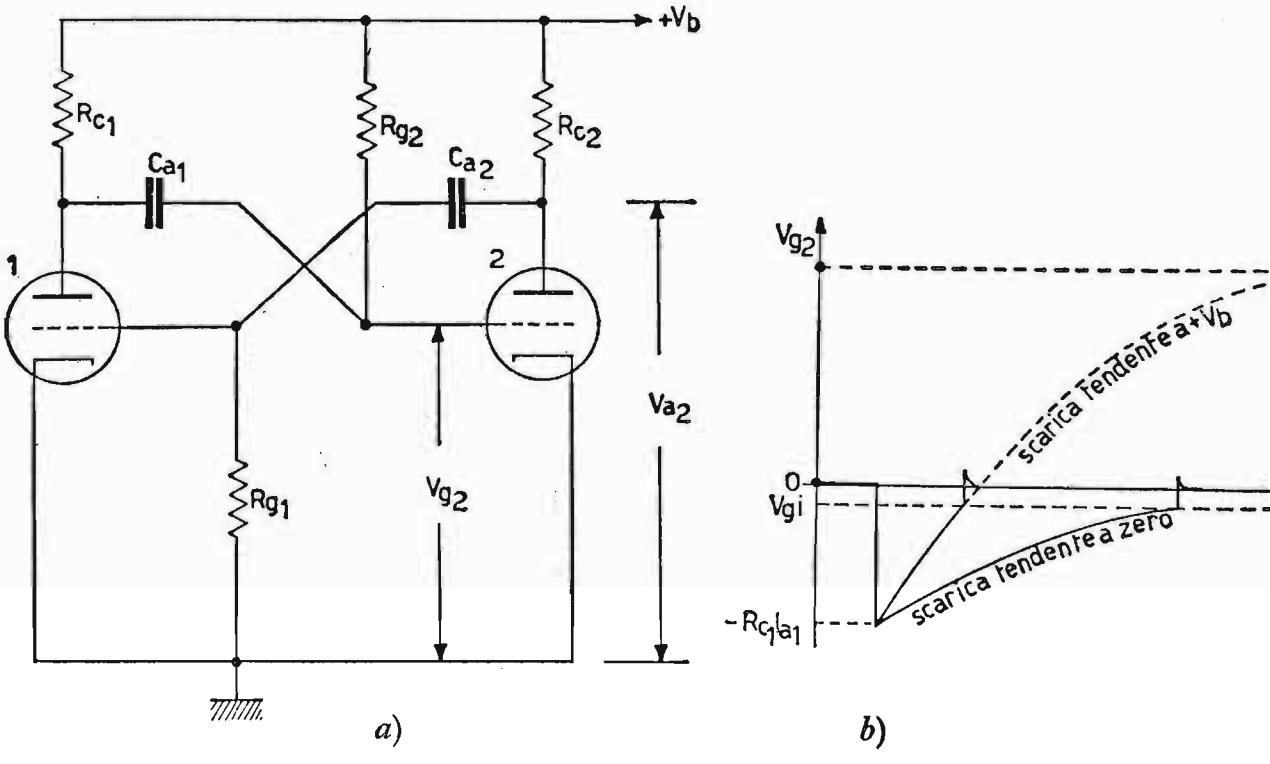


Fig. 235. – Multivibratore astabile con griglia positiva: *a*) circuito elettrico; *b*) andamento in funzione del tempo, della tensione di griglia del tubo 2.

più stabile nelle frequenze generate e di fornire onde con fronti più ripidi. Infatti, si può notare nel diagramma di fig. 235*b*, relativo all'andamento della tensione di griglia del tubo 2, che il condensatore C_{a1} si scarica, (dalla massima tensione eccedente che possiede, quando avviene la commutazione), non tendendo a zero, ma alla tensione positiva $+ V_b$, secondo un dislivello da $- R_{c1} I_{a1}$ a $+ V_b$. Questa scarica, più veloce, è ottenuta collegando semplicemente la griglia del tubo 2, anziché a massa al potenziale $+ V_b$. La rapidità con la quale il condensatore C_{a1}, scaricandosi, raggiunge la tensione di interdizione del tubo 2, rende la frequenza generata più stabile e in larga misura indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione $+ V_b$ e conseguenti piccole variazioni della V_{gi}. L'unico inconveniente è la diminuzione del tempo di scarica di C_{a1}, la quale rende necessario, per la simmetria delle forme d'onda generate, un ritocco ai valori dei componenti circuitali.

II) MULTIVIBRATORI MONOSTABILI.

A questa categoria di oscillatori appartengono praticamente gli stessi oscillatori del tipo astabile, ma in queste condizioni di riposo: il primo tubo resta generalmente interdetto, mentre il secondo è sempre conduttore. Questa condizione si ottiene con l'ausilio di una polarizzazione negativa fornita alla griglia del tubo 1, polarizzazione che mantiene lo stesso tubo costantemente oltre l'interdizione. Esaminiamo, per questa categoria di multivibratori, il multivibratore con accoppiamento catodico e griglia positiva funzionante come generatore monostabile.

1) MULTIVIBRATORE CON ACCOPPIAMENTO CATODICO. – Lo schema elettrico del multivibratore con accoppiamento catodico funzionante come generatore monostabile, è rappresentato in fig. 236. Il principio di funzionamento è il seguente: il tubo 1 in condizioni di riposo è tenuto all'interdizione tramite il potenziale negativo che la griglia ha rispetto al catodo. Il tubo 2, invece, conduce regolarmente, in quanto tramite R_{g2} la *ddp* fra griglia e catodo è praticamente uguale a zero ($R_{g2} = 1{,}5 \div 2{,}5\ M\Omega$).

La tensione ai capi di R_k è contemporaneamente presente ai capi dei due catodi, operando in modo da portare all'interdizione il primo tubo e, lasciando inalterata la conducibilità del secondo. Lo stato del multivibratore è così stabile. Si applichi, ora, un impulso positivo tramite il condensatore C alla griglia del tubo 1 e di ampiezza sufficiente per farla uscire dall'interdizione. Sbloccandosi il primo tubo, circola in R_{c1} corrente ano-

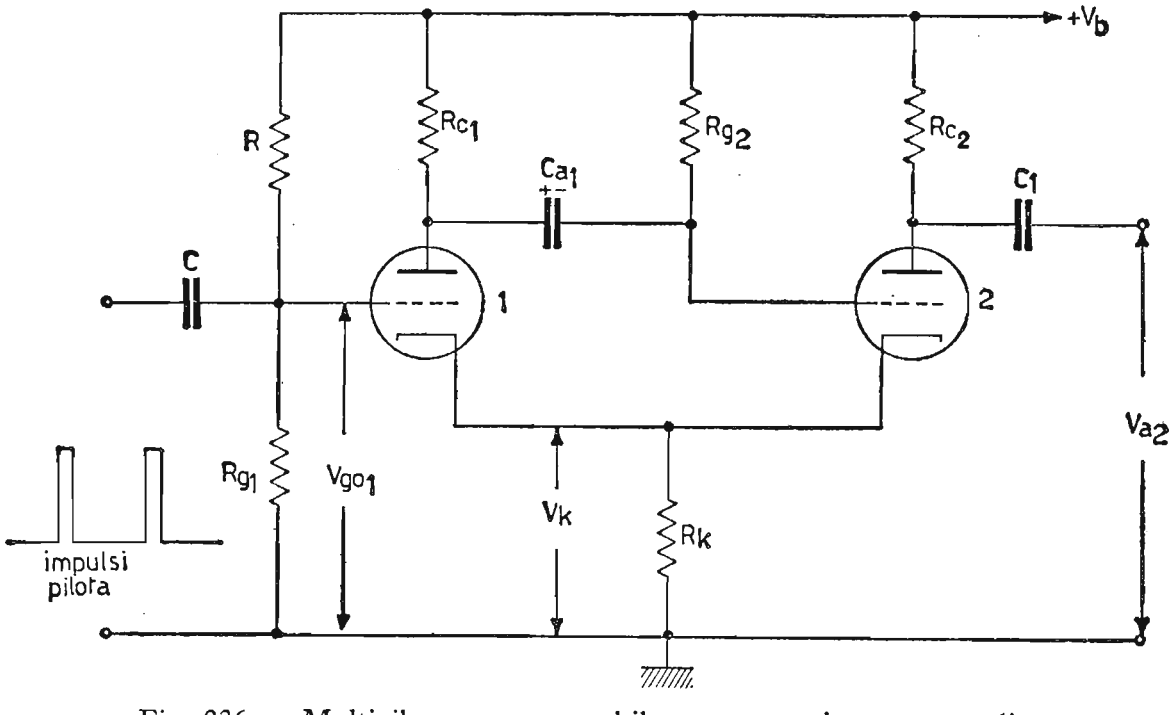


Fig. 236. – Multivibratore monostabile con accoppiamento catodico.

dica, capace di abbassare la tensione sull'anodo stesso, il quale si porta istantaneamente dal valore V_b a quello $V_b - R_{c1} I_{a1}$.

Di conseguenza all'abbassamento del potenziale sull'anodo del primo tubo, si ha un abbassamento del potenziale fra griglia e massa del secondo tubo, dato che C_{a1} non può portarsi istantaneamente al nuovo valore di potenziale. La diminuzione di corrente nel secondo tubo porta ad una

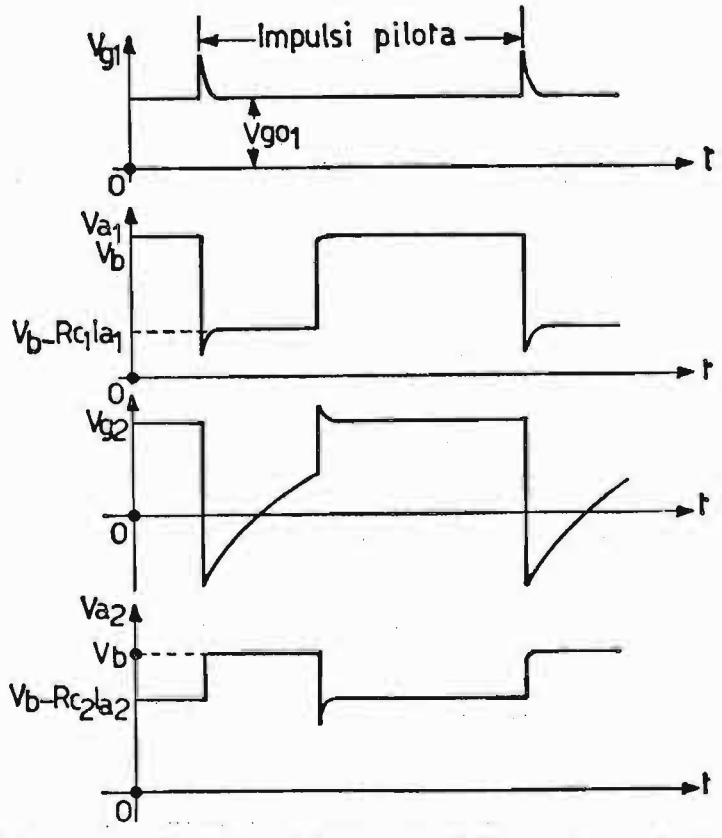


Fig. 237. – Andamento in funzione del tempo, delle varie tensioni per il circuito di Fig. 236.

diminuzione del potenziale V_k, favorendo il proseguimento del funzionamento del primo tubo, anche perchè l'impulso che ha causato la commutazione ha esaurito subitamente il suo effetto.

Il tubo 2 resta interdetto per tutto il tempo che il potenziale, ai capi del condensatore C_{a1}, crescendo ad opera della corrente circolante proveniente dall'alimentatore anodico attraverso R_{g2}, non raggiunge il potenziale d'interdizione della griglia del tubo 2. Trascorso detto periodo di tempo, il tubo 2 improvvisamente conduce e aumentando il potenziale in R_k riporta il tubo 1 all'interdizione. La nuova condizione permane fino a quando non interviene un nuovo impulso positivo a sbloccare il tubo 1. Collegando la R_{g2}, anziché al catodo, al potenziale V_b, come nello schema di fig. 236 si ha il vantaggio di ottenere una maggiore stabilità nella frequenza generata e un fronte posteriore più ripido nell'onda generata.

In fig. 237 sono raffigurati i diagrammi relativi alle varie tensioni durante il funzionamento del multivibratore con accoppiamento catodico a griglia positiva, funzionante come generatore monostabile.

III) MULTIVIBRATORI BISTABILI.

A questa categoria di oscillatori appartengono due tipi fondamentali di circuiti, ossia: circuito di Eccles-Jordan adatto anche a costruire un circuito *binario* impiegato nei calcolatori elettronici e il circuito trigger di

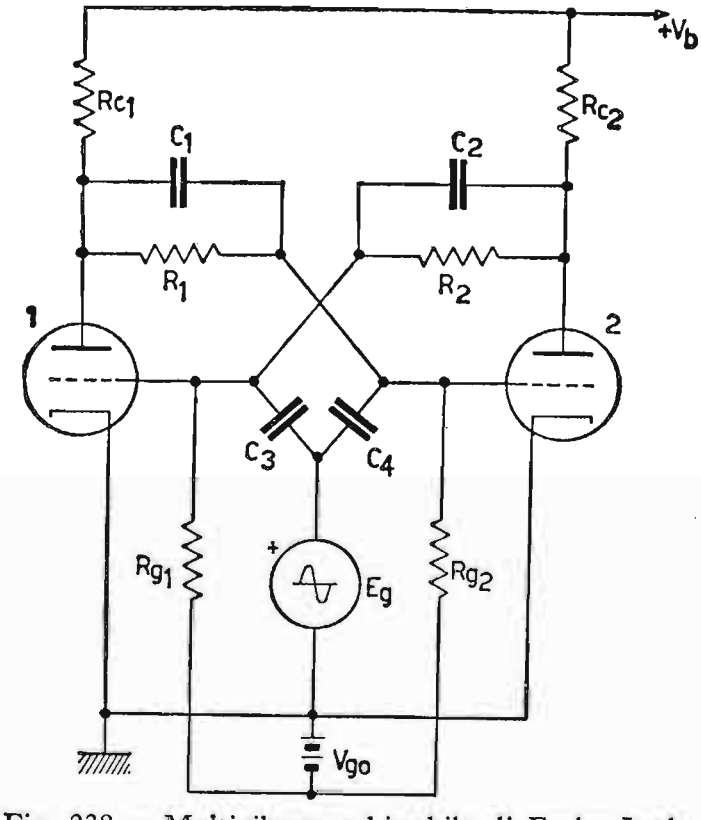


Fig. 238. – Multivibratore bistabile di Eccles-Jordan.

Schmitt. Presentiamo, di seguito, per questi due circuiti lo schema elettrico e il loro principio di funzionamento.

1) CIRCUITO DI ECCLES-JORDAN. – Il circuito di Eccles-Jordan (o circuito flip-flop) differisce dal circuito classico del multivibratore simmetrico, per avere per entrambi i tubi il collegamento diretto fra la placca di un tubo e la griglia dell'altro. In fig. 238 è rappresentato lo schema elettrico del circuito in esame. In esso le griglie dei due triodi sono mantenute oltre l'interdizione dalla tensione V_{g0}, la quale supera negativamente oltre al valore d'interdizione, la tensione positiva, che giunge alle griglie dei tubi tramite l'accoppiamento diretto. Sono, infatti:

$$(R_1 = R_2) \cong (R_{g1} = R_{g2}) \gg (R_{c1} = R_{c2}).$$

Il circuito di Eccles-Jordan funziona con l'ausilio di impulsi esterni ed assume due condizioni di stabilità: la prima consiste nella conduzione del primo tubo e interdizione del secondo, la seconda consiste nella conduzione del secondo tubo ed interdizione del primo. Questi stati stabili permangono nel tempo in quanto non esistono nel circuito condensatori, i quali, scaricandosi, possono mutare lo stato di funzionamento di un tubo rispetto l'altro, come avviene generalmente nei multivibratori astabili e monostabili. I condensatori C_1 e C_2 in parallelo alle resistenze R_1 e R_2 servono unicamente per limitare, se non eliminare, gli effetti delle capacità interelettrodiche e parassite nel circuito d'ingresso del tubo, rendendo così le tensioni stabilite dai partitori resistivi, in certa misura, indipendenti dalla frequenza. Le capacità C_1 e C_2 assumono mediamente valori oscillanti fra i 10 e 100 pF. Le capacità C_3 e C_4 servono per applicare alle griglie gli impulsi di comando E_g. Per renderci conto del funzionamento del circuito Eccles-Jordan, immaginiamo come prima condizione di stabilità il momento in cui il tubo 1 è conducente ed il tubo 2 è interdetto. Applichiamo ora alla griglia del tubo 1 un impulso negativo E_g di sufficiente ampiezza per portarla oltre l'interdizione. Contemporaneamente la tensione anodica del primo tubo sale al valore V_b, aumentando di conseguenza il potenziale positivo che giunge, tramite R_1, alla griglia del tubo 2. Questi improvvisamente conduce. Con il tubo 2 conduttore diminuisce il potenziale ai capi della sua placca, dal valore V_b a quello $V_b - R_{c2} I_{a2}$ e, quindi diminuisce il potenziale positivo trasferito, tramite R_2, alla griglia del tubo 1. La diminuzione di potenziale positivo alla griglia del primo tubo, a parità di V_{g0}, causa l'interdizione del tubo stesso, il quale resta interdetto nel tempo, indipendentemente dalla durata dell'impulso negativo, che ha causato la commutazione dello stato. Questo nuovo stato rimane fino a che non interviene un impulso pilota positivo sul primo tubo o negativo sul secondo. Nella fig. 239 sono rappresentati i diagrammi relativi al funzionamento del circuito Eccles-Jordan pilotato da una serie di impulsi negativi inviati all'ingresso comune.

Nel diagramma di fig. 239, possiamo osservare che esistono le condizioni suesposte, cioè: tubo 1 conducente e tubo 2 interdetto. Quando giunge l'impulso 1, esso interdice il tubo 1 e fa salire repentinamente la tensione di placca del tubo stesso dal valore $V_b - R_{c1} I_{a1}$ a quello V_b. Il tubo 2 contemporaneamente, divenendo conduttore, porta il suo potenziale dal valore V_b a quello $V_b - R_{c2} I_{a2}$.

Questa situazione permane fino a che non giunge l'impulso negativo 2. Questo impulso, mentre non produce alcun effetto per la griglia del tubo 1, in quanto si trova oltre l'interdizione, causa, invece, l'interdizione del tubo 2 e conseguentemente l'inversione delle condizioni di lavoro. Questa nuova

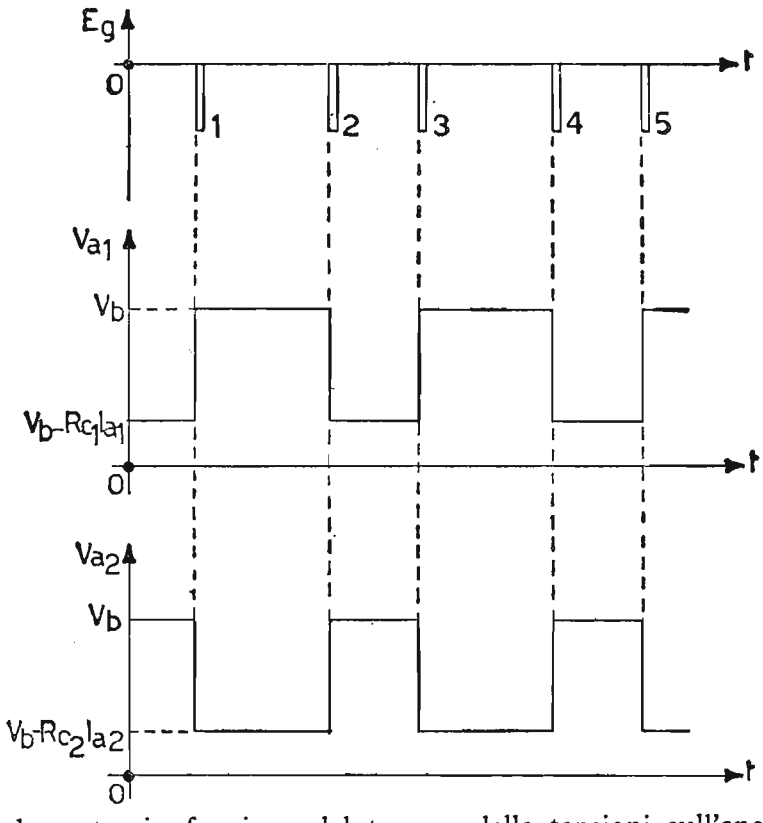


Fig. 239. - Andamento, in funzione del tempo, delle tensioni sull'anodo del primo e del secondo tubo, allorché gli impulsi pilota negativi sono quelli indicati nel grafico di E_g.

condizione permane fino a quando giunge l'impulso 3, il quale provoca l'interdizione del tubo 1 e così via. Se fra placca e massa di uno qualsiasi dei tubi colleghiamo un circuito derivatore, costituito, cioè, da una capacità in serie ad una resistenza secondo le dimensioni

$$\frac{1}{\omega C} \gg R$$

ai capi della resistenza, possiamo prelevare una serie di impulsi (positivi o negativi), che si susseguono, secondo una frequenza metà di quella degli impulsi grilletto.

In fig. 240 è rappresentato il circuito descritto. Nello stesso schema, di seguito al circuito derivatore *R-C* sono collegati due diodi: uno con l'anodo e l'altro col catodo, aventi ciascuno il proprio carico anodico. Essi servono per prelevare ai capi del loro carico rispettivamente: il primo gli impulsi positivi ed il secondo quelli negativi, presenti entrambi ai capi di *R*. Questi impulsi si susseguono con una cadenza metà dei segnali pilota presenti all'ingresso del circuito Eccles-Jordan. Per la particolarità di dimezzare la frequenza d'uscita rispetto quella d'ingresso, il circuito viene denominato « scala 2 ». Collegando fra di loro due o più circuiti di questo tipo, si possono realizzare circuiti « scala 4 », « scala 8 », « scala 16 », ecc., i quali

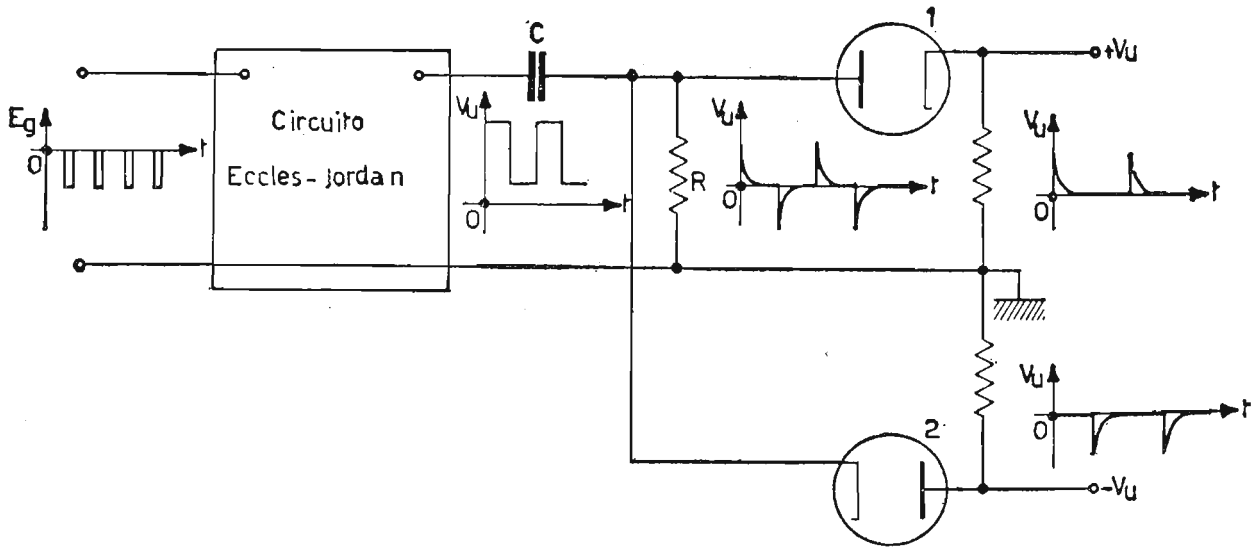


Fig. 240. – Circuito per ottenere, tramite il multivibratore bistabile, gli impulsi positivi o negativi a frequenza metà di quelli pilota.

trovano grande applicazione nelle calcolatrici elettroniche, oppure nei contatori di tipo Geiger per radiazioni.

Per evitare la batteria che fornisce la tensione V_{g0} alle griglie, si può modificare il circuito, fermo restando il suo comportamento, collegando le resistenze di griglia direttamente a massa e i catodi fra di loro con autopolarizzazione catodica, tramite $R_k\,C_k$ (fig. 241).

I componenti $R_k\,C_k$ permettono di ottenere ai loro capi un potenziale V_k costante ed indipendente dal tubo che funziona.

Questo potenziale costituirà il potenziale di interdizione del tubo bloccato.

2) Circuito di Schmitt (o trigger di Schmitt). – Consideriamo il circuito bistabile del tipo asimmetrico ad accoppiamento catodico di fig. 242, dovuto allo Schmitt.

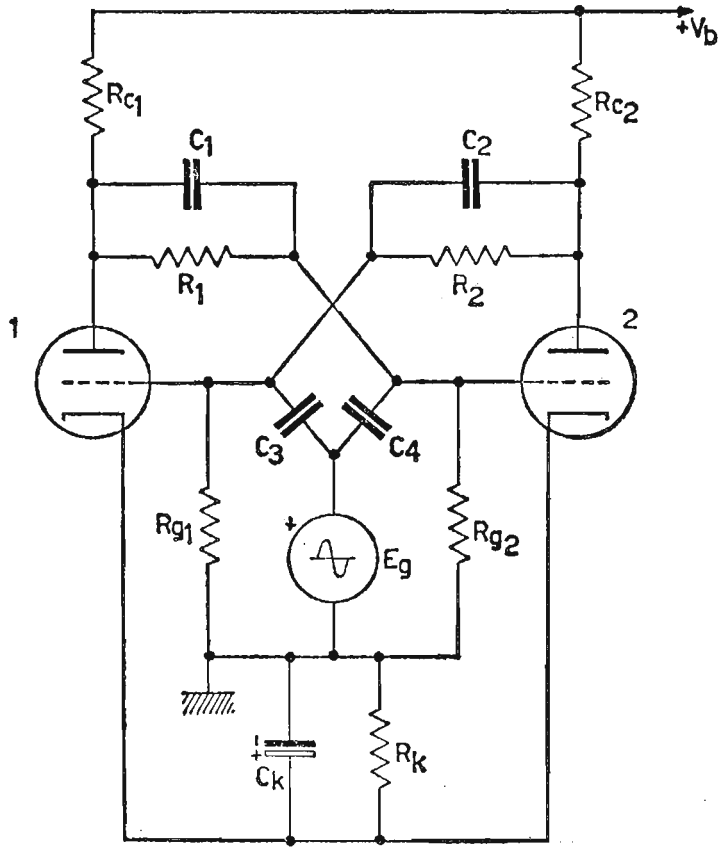


Fig. 241. – Multivibratore bistabile di Eccles-Jordan con gruppo di autopolarizzazione catodica R_K C_K, che sostituisce la batteria per la tensione V_{go}.

Circa il funzionamento, supponiamo, ad esempio, che il tubo 1 conduca ed il tubo 2 sia interdetto, tenendo presente che l'entrata degli impulsi pilota è sulla griglia del tubo 1 e l'uscita del segnale utile sull'anodo del tubo 2. Ai capi di R_k si ha una certa V_k, che è, però, controbilanciata dalla caduta in R_2. Variando R_1 si può rendere il tubo 1 interdetto o funzionante. Siccome il tubo 1 conduce, ai capi di R_{c1} cade una notevole *ddp*,

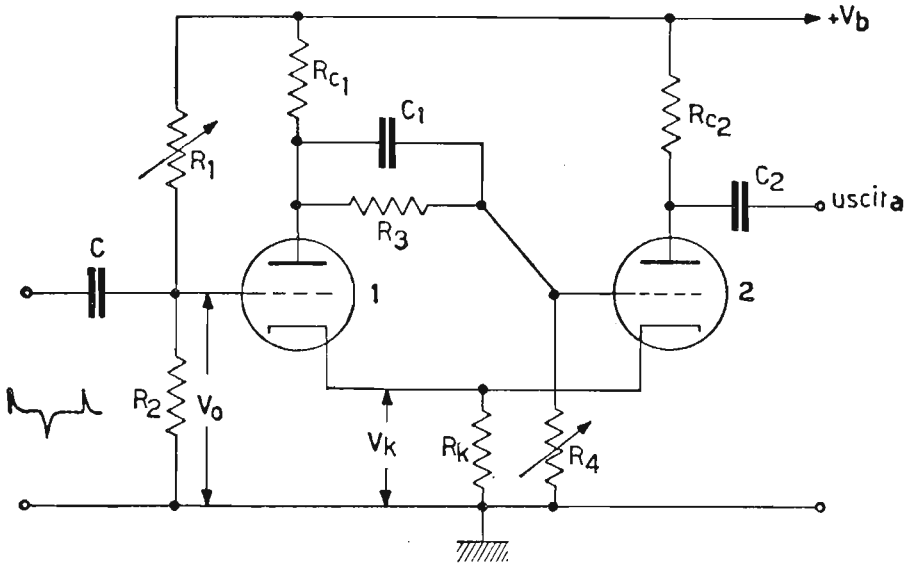


Fig. 242. – Multivibratore bistabile o circuito di Schmitt o trigger di Schmitt.

capace di limitare la tensione di placca e, quindi, anche la tensione alla griglia del tubo 2, attraverso il partitore R_3, R_4. In queste condizioni il potenziale V_k mantiene il tubo 2 all'interdizione. Supponiamo, ora, di inviare all'ingresso del circuito un impulso negativo, di sufficiente ampiezza per portare il tubo 1 all'interdizione. Di conseguenza il potenziale ai capi di R_k scende a valori minimi, mentre il potenziale ai capi di R_4 sale e, quindi il tubo 2 esce dall'interdizione. Con il tubo 2 conducente il potenziale di R_k aumenta (dal valore minimo raggiunto qualche istante prima) e rende il tubo 1 interdetto, data la particolare scelta dei componenti il circuito. Possiamo dedurre, allora, che quando funziona il tubo 1, il potenziale V_k ha un certo valore e minore di quando conduce il tubo 2, ossia:

$$[V_k \text{ con tubo 1 conducente}] < [V_k \text{ con tubo 1 interdetto}]$$

Possiamo concludere che l'elemento che regola il funzionamento interno del circuito è la V_k. Siccome $R_{c1} = R_{c2}$ ed R_k è in comune, verifichiamo cosa dovranno valere le tensioni fra griglia e catodo dei due tubi. Quando il tubo 1 conduce è bene che il potenziale V_k non sia molto grande in

modo da rendere la griglia del primo tubo di poco negativa. Se, ad esempio, il potenziale ai capi di R_2 vale 50 volt, la tensione catodica V_k si sceglie di 52 volt, per cui la griglia del primo tubo si trova a soli — 2 volt rispetto il catodo. Consideriamo il tubo 2 conducente. Questa volta si deve tener presente che la V_k deve interdire il tubo 1, per cui non saranno più sufficienti i 52 volt precedenti, quindi, dovrà in R_k circolare una corrente catodica maggiore. Da queste considerazioni si deduce che i tubi debbono lavorare con tensioni di griglia diverse. Per fare ciò occorre progettare le resistenze R_3 ed R_4 in funzione della caduta in R_{c1}. In sostanza, nel circuito la corrente catodica del tubo 1 deve essere minore di quella fornita dal tubo 2. Ciò si ottiene prevedendo R_1 ed R_4 variabili. Affinché il circuito possa continuare a funzionare dopo l'impulso negativo di blocco del tubo 1, occorre inviare, quindi, allo stesso tubo un impulso positivo per la sua conduzione e così via. Per il funzionamento continuo del trigger di Schmitt, occorre inviare alternativamente impulsi positivi e negativi, anche se essi non sono perfettamente rettangolari.

Chiamiamo V_0 il potenziale costante esistente fra griglia e massa del tubo 1, potenziale che ci garantisce la conduzione del tubo stesso. Per interdire il tubo 1, occorre che V_0 diminuisca sino ad un certo valore. Riportando ora V_0 lentamente dal valore di interdizione a valori successivamente di conduzione, sembrerebbe che il tubo 1 dovesse sbloccarsi, invece ciò non avviene. Per ottenere il tubo 1 conducente, bisogna aumentare il potenziale di V_0 di interdizione del 5 ÷ 10%, in modo da superare il potenziale di V_0, quando il tubo 1 conduce. Tale valore di nuova conduzione viene indicato con V_0^+. Ciò è determinato dal fatto che il circuito reagisce con situazioni differenti alla interdizione o alla conduzione del tubo 1. Il fenomeno si può spiegare dicendo che il potenziale V_0 variabile varia la V_k e di conseguenza la V_a del tubo 1 e la sua V_{gi}. È come dire che il circuito presenta una isteresi, poiché per bloccare il tubo 1, occorre un potenziale V_0 minore del potenziale V_0 di sblocco. Questa isteresi può essere utile o dannosa. Nel nostro caso, servendoci il circuito come squadratore, si cercherà di rendere minima questa isteresi, ossia la quantità:

$$(V_0^+) - (V_0^-).$$

Viceversa, altre condizioni di funzionamento del circuito sfruttano questa isteresi. Il diagramma di fig. 243 ci indica quale valore V_0 si deve dare al primo tubo per polarizzazione base. I valori V_0^+ e V_0^- sono definiti dalle caratteristiche del circuito. Infatti, se in entrata vi sono 48 volt o più, il tubo 1 conduce, mentre se scendono da 47 volt sino a 43 volt il

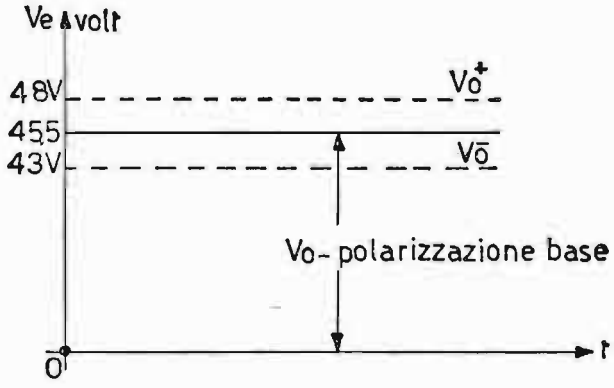


Fig. 243. – Ricerca in funzione dei valori V_0^+ e V_0^- della polarizzazione base V_0 da conferire al circuito di griglia del primo tubo.

tubo stesso si interdice e resta interdetto anche quando da 43 volt si risale sino a 47,9 volt. Per sbloccare il tubo 1 occorrono 48 volt. La polarizzazione V_0 capace di garantire il blocco e lo sblocco del tubo 1 in funzione di impulsi d'ingresso a valore medio nullo, aventi, cioè, la semionda positiva di ampiezza uguale a quella negativa, si ricava dalla relazione:

$$V_0 = \frac{48 + 43}{2} = 45{,}5 \text{ volt}$$

e impiegando impulsi d'ingresso di ampiezza non inferiore a circa 3 volt max.

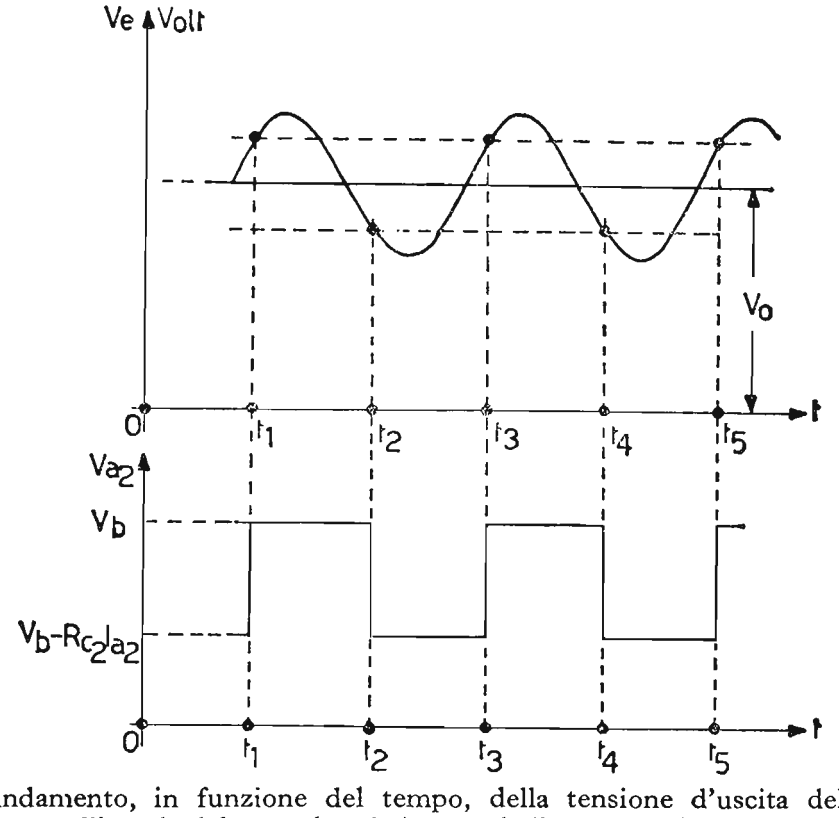


Fig. 244. – Andamento, in funzione del tempo, della tensione d'uscita del trigger di Schmitt (prelevata sull'anodo del secondo tubo), quando il segnale pilota è di tipo sinusoidale.

Il diagramma di fig. 244 rappresenta la forma d'onda d'uscita per segnale pilota di forma sinusoidale. Si può osservare dalla figura che la tensione d'uscita resta invariata, ossia, mantiene il suo valore minimo $V_b - R_{c2}I_{a2}$ fino a quando il segnale d'ingresso, sovrapposto alla tensione V_0 non raggiunge, nel tempo t_1 il valore V_0^+. A questo punto il tubo 1 si sblocca e, quindi, la tensione d'uscita assume il valore massimo V_b, mantenendolo fino a quando il segnale risultante d'ingresso raggiunge il potenziale V_0^- nel tempo t_2. Il potenziale d'uscita ritorna al valore V_b e vi resta fino a quando il segnale d'ingresso raggiunge di nuovo il valore V_0^+ (tempo t_3) e così via. Da ciò si può verificare che il circuito ci permette di trasformare, nel nostro caso, un'onda sinusoidale in un'onda squadrata e che basta variare V_0 (tramite R_1) per variarne l'indice di rettangolarità. Anzi possiamo affermare che il trigger di Schmitt trasforma qualsiasi forma d'onda d'ingresso, purché sia capace di raggiungere almeno i valori V_0^+ e V_0^-, in un'onda squadrata, ad ampiezza costante, indipendentemente dai valori massimi positivi e negativi assunti dal segnale pilota oltre i limiti V_o^+ e V_o^-.

Appendice oscillatori.

Per analogia con gli oscillatori impieganti tubi elettronici, riportiamo gli schemi di principio degli equivalenti oscillatori a transistori. In generale il loro funzionamento non si discosta dagli oscillatori impieganti tubi elettronici.

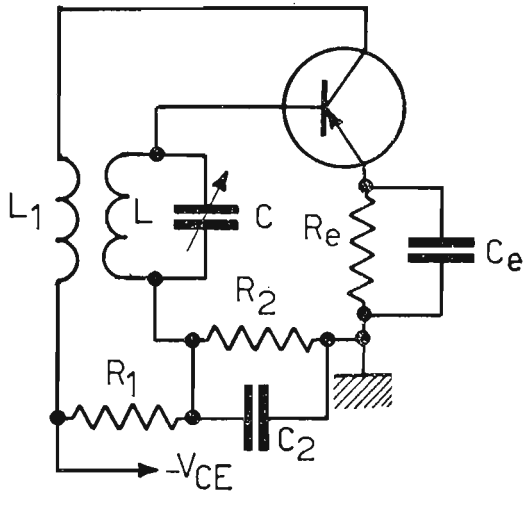


Fig. 245. – Oscillatore Meissner.

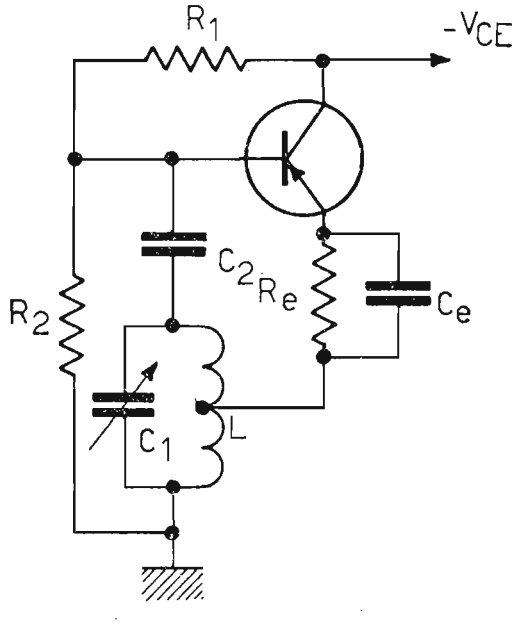


Fig. 246. – Oscillatore Hartley.

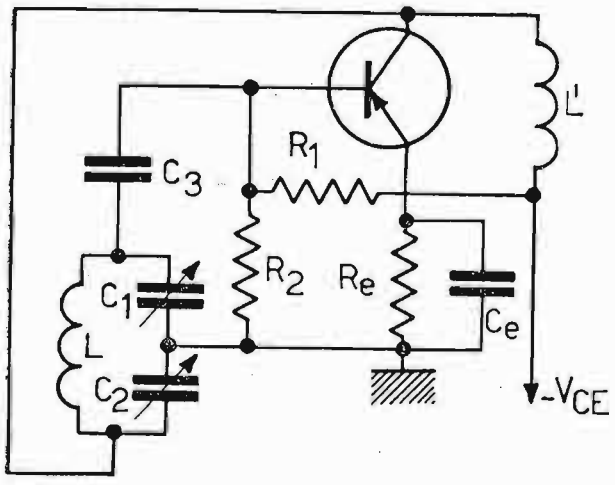


Fig. 247. – Oscillatore Colpitts.

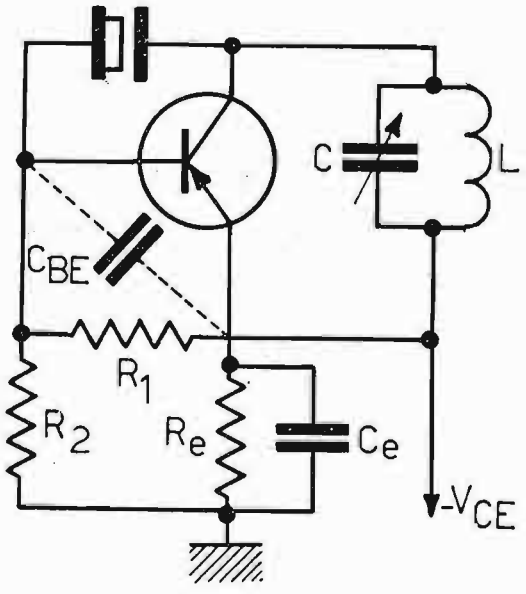


Fig. 248. – Oscillatore Pierce.

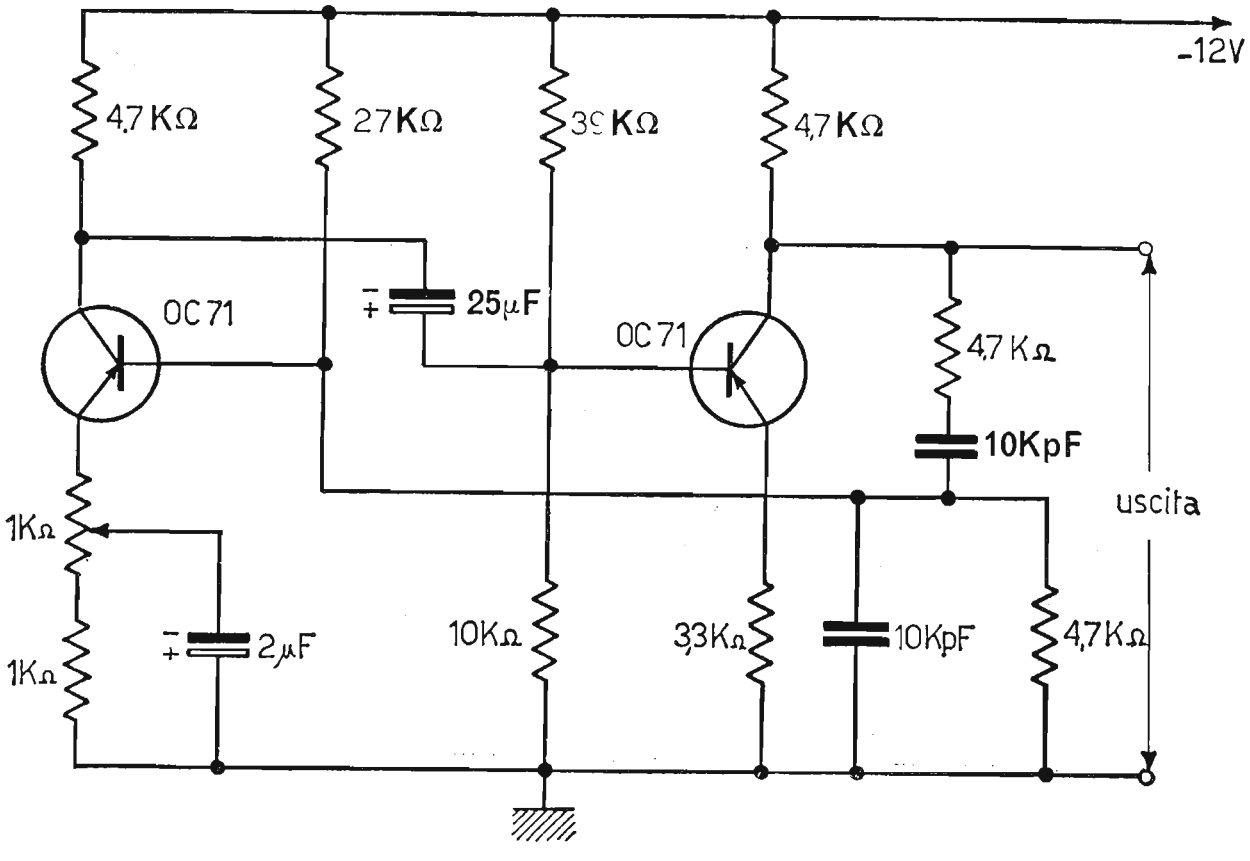


Fig. 249. – Oscillatore a ponte di Wien.

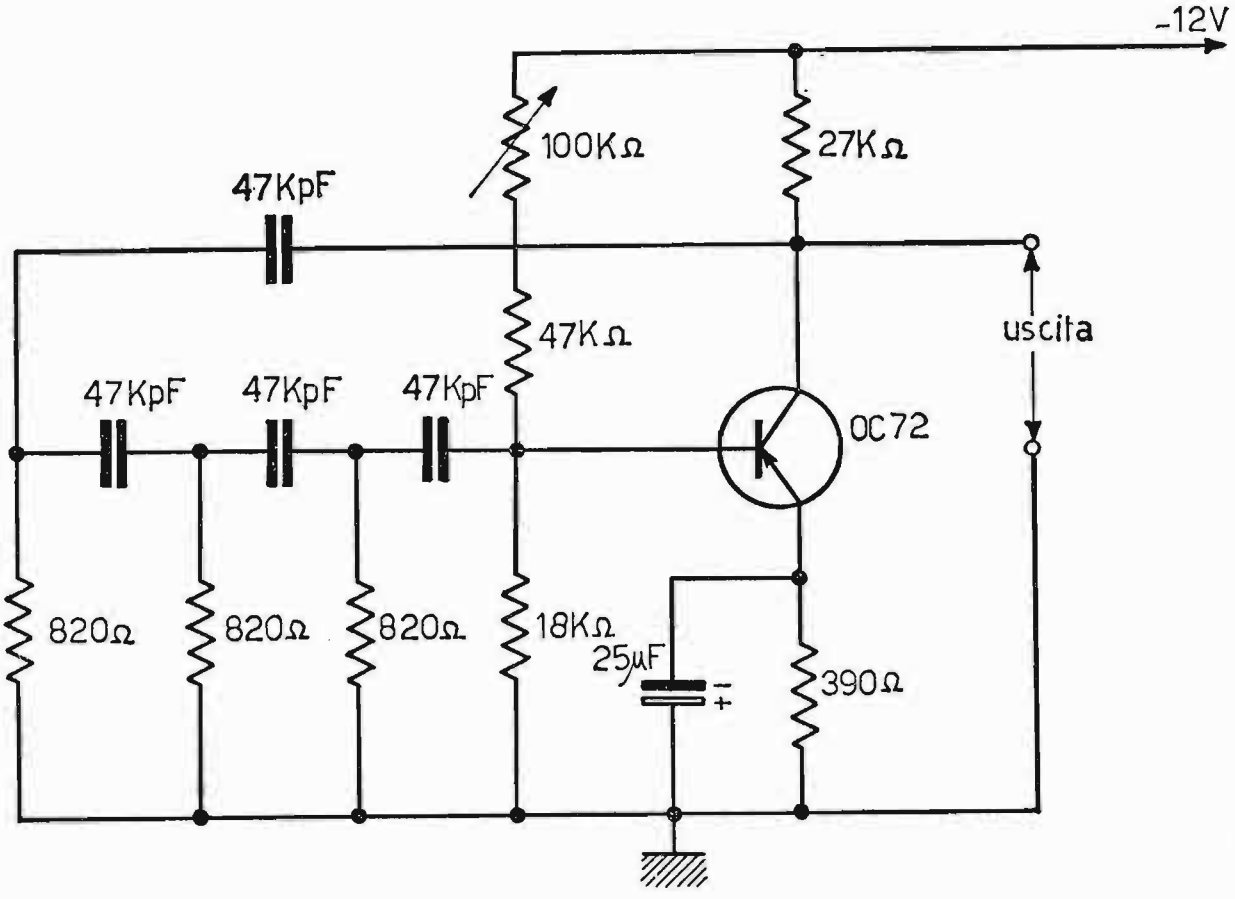


Fig. 250. – Oscillatore a rete *RC* sfasatrice.

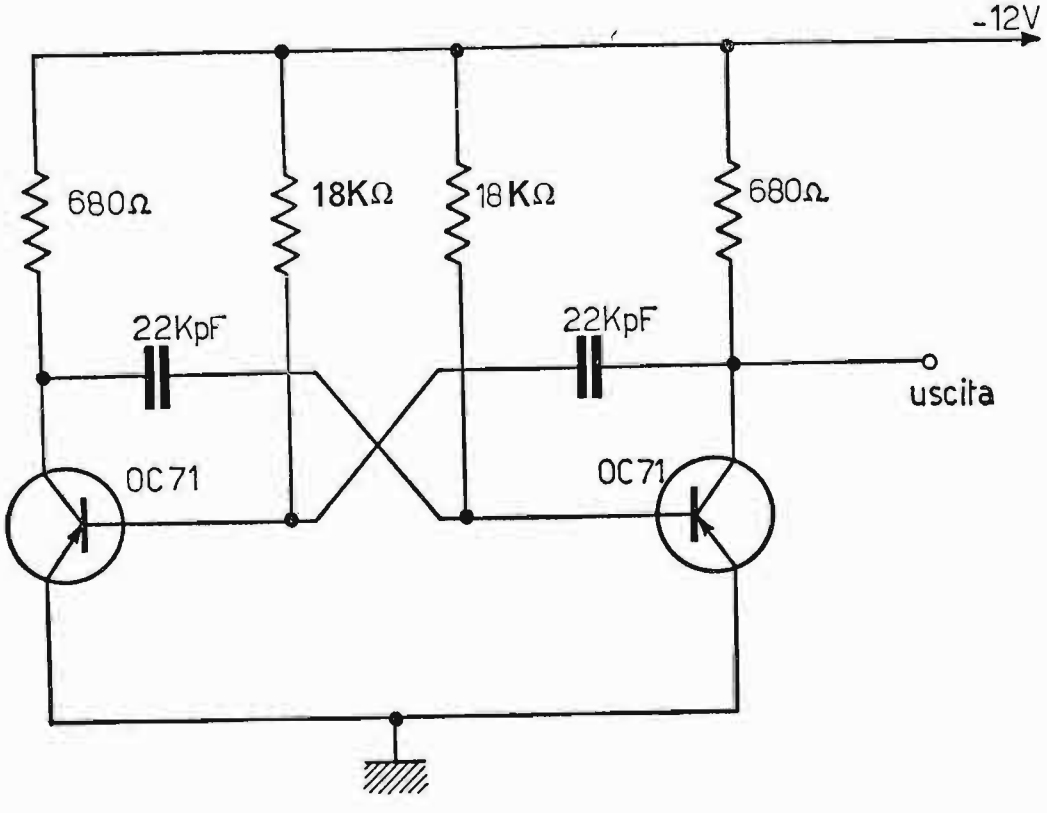


Fig. 251. – Multivibratore astabile simmetrico.

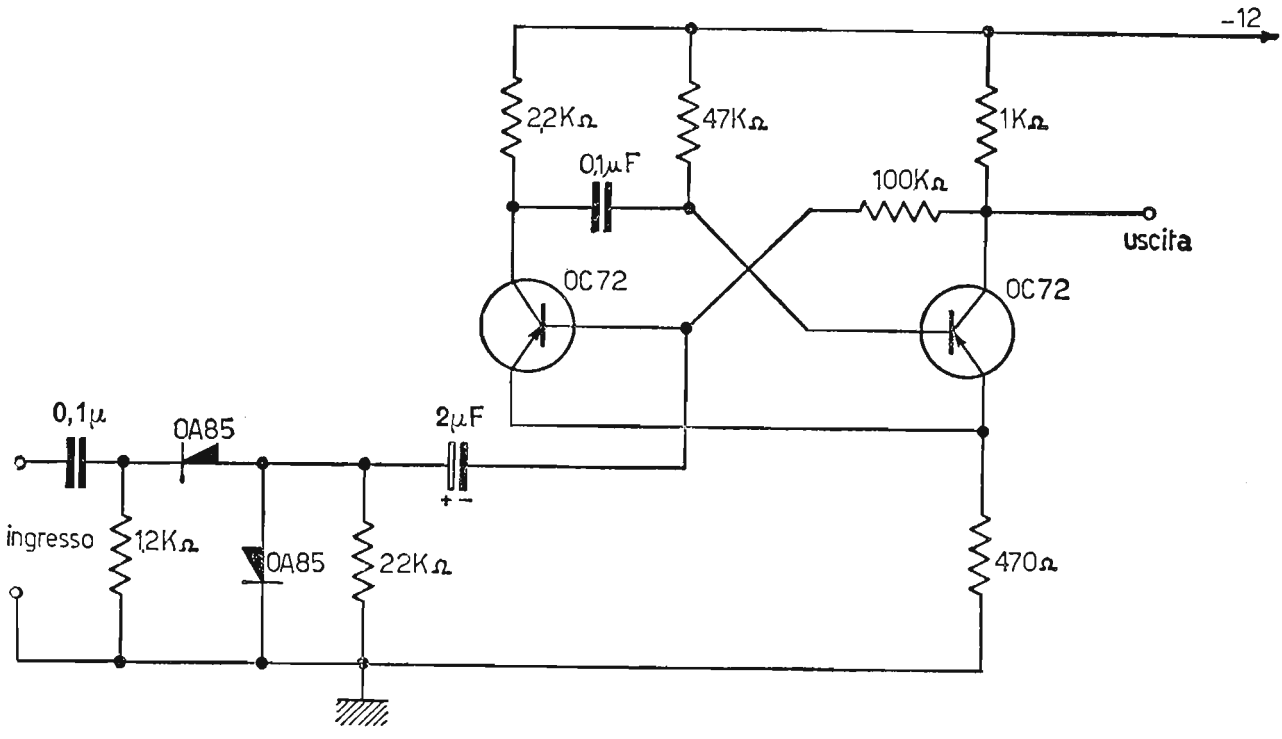


Fig. 252. – Multivibratore monostabile.

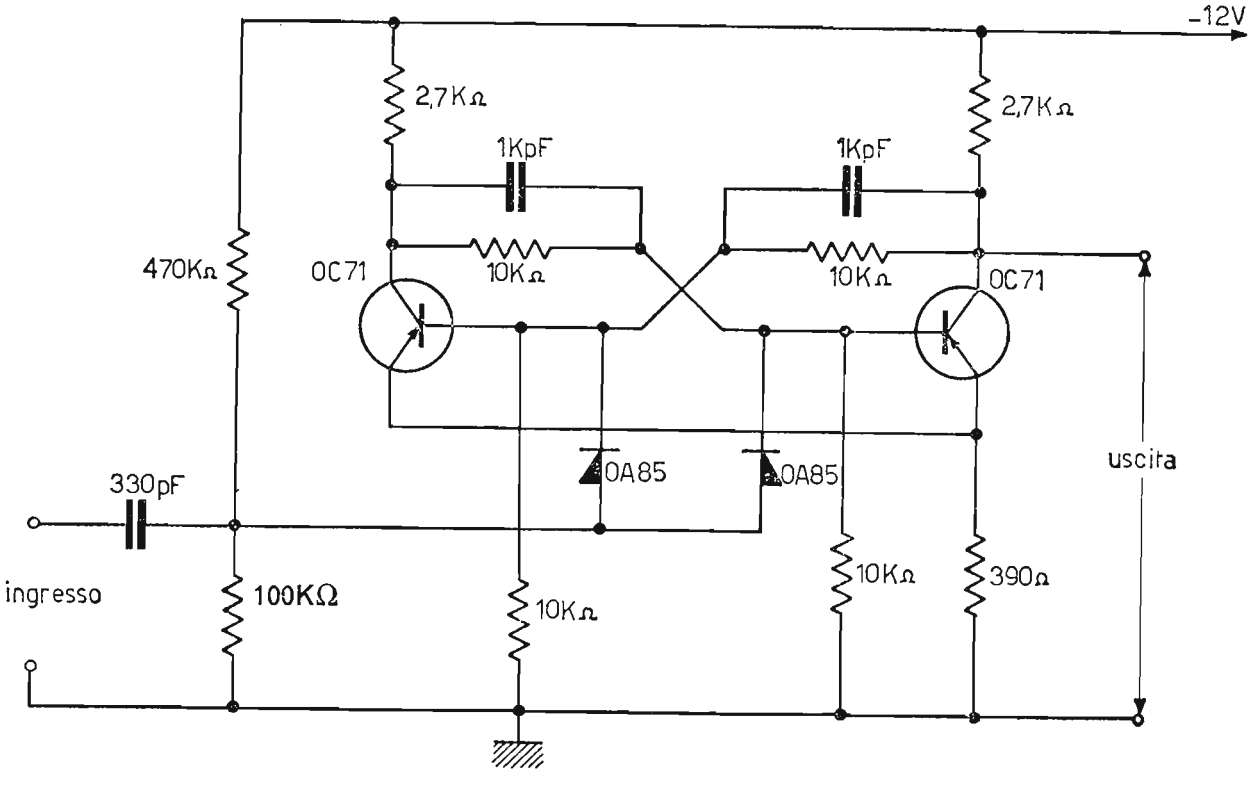


Fig. 253. – Multivibratore bistabile o flip flop.

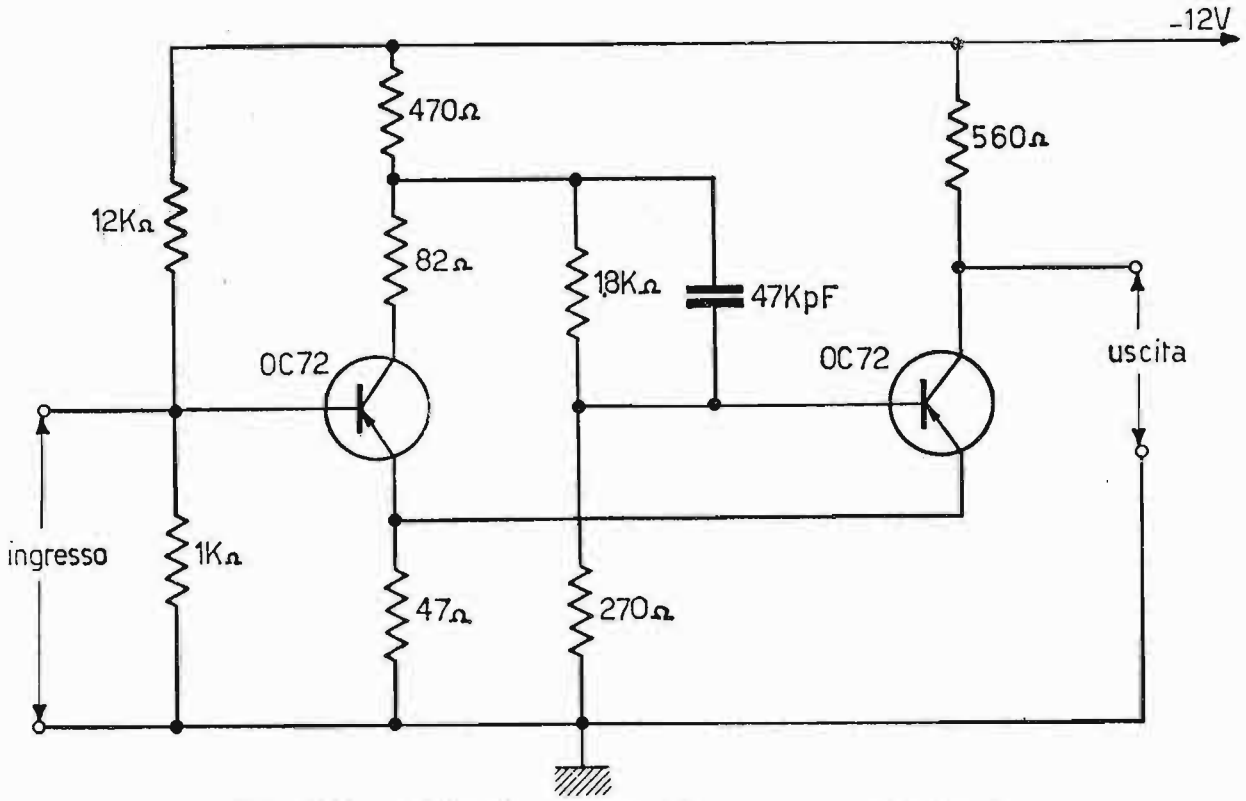


Fig. 254. – Multivibratore bistabile o trigger di Schmitt.

CAPITOLO XII

SISTEMI A MODULAZIONE D'AMPIEZZA

Generalità.

Lo studio, che finora abbiamo condotto, ci permette di generare onde a qualsiasi frequenza ed amplificarle al giusto valore. Se desideriamo ora varcare grandi distanze con il segnale di *BF*, il quale contiene *l'informazione da trasmettere*, senza servirci di normali linee telefoniche, ossia attraverso lo *spazio*, occorre ricorrere all'ausilio della *radiofrequenza*. La radiofrequenza serve alla *BF* come onda portante. Lo spazio, infatti, si lascia attraversare dalle *onde elettromagnetiche* (dovute alla corrente alternata presente sull'antenna) solo se queste correnti hanno una discreta frequenza, come minimo dell'ordine di qualche decina di *KHz*. Le frequenze più basse non riescono da sole a propagarsi nello spazio. L'operazione, che associa le due frequenze e che rende possibile la loro propagazione nello spazio, si definisce: « *modulazione* ». Mediante il processo di modulazione, (che possiamo definire anche come fusione intima delle due frequenze: *modulante* e *portante*) in funzione della bassa frequenza si fanno variare le caratteristiche di una frequenza a radiofrequenza e, precisamente: *o l'ampiezza, o la frequenza, o la fase*. A seconda dell'elemento, che si fa variare si chiamerà: modulazione d'ampiezza, di frequenza, di fase. Al ricevitore, ossia all'apparecchiatura, che serve per captare, amplificare e rivelare l'onda modulata irradiata dal trasmettitore, avviene l'operazione opposta, ossia la demodulazione o rivelazione. In quest'ultima operazione viene, infatti, eliminata la radiofrequenza o frequenza portante, la quale ha già esaurito il suo compito ed infine tramite l'amplificatore di bassa frequenza si ottiene l'informazione (cioè il messaggio trasmesso) all'altoparlante. Tratteremo in questo capitolo i sistemi a modulazione d'ampiezza, sia come trasmettitori, sia come ricevitori, rimandando al prossimo capitolo i sistemi a modulazione di frequenza. Il sistema a modulazione di fase è riconducibile a quello a modulazione di frequenza, per cui non verrà trattato in seno a questo volume.

73. Onde modulate in ampiezza.

In un'onda modulata in ampiezza, il processo di modulazione produce variazioni d'ampiezza all'onda fissa a radiofrequenza (denominata portante) e queste variazioni d'ampiezza sono in perfetto sincronismo e proporzionali alla bassa frequenza (denominata modulante).

La fig. 255 rappresenta un'onda a *RF* modulata in ampiezza. In essa sono in evidenza le parti principali, cioè: il periodo dell'*onda modulante*, il periodo dell'*onda portante* e i due valori istantanei: *minimo* (ventre) e

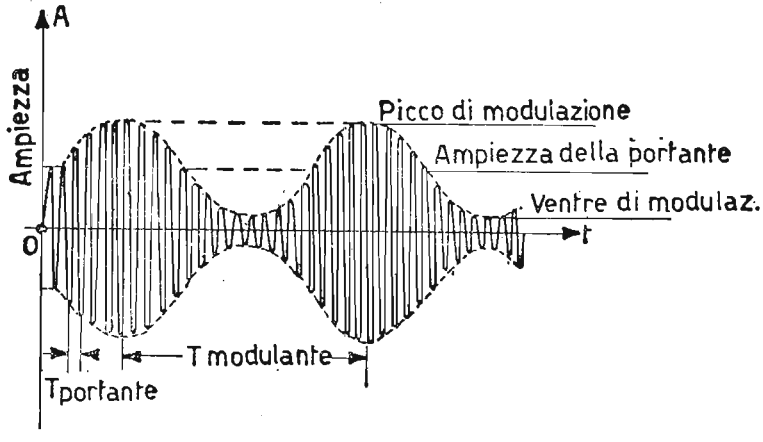


Fig. 255. – Rappresentazione di un'oscillazione sinusoidale di AF (ω_p) modulata in ampiezza da una oscillazione sinusoidale di BF (ω_s).

massimo (picco), che l'onda modulata in ampiezza assume durante il processo di modulazione. Nella stessa fig. 255, per un certo tempo l'onda a radiofrequenza mantiene l'ampiezza costante, in quanto nessuna bassa frequenza è presente a modulare il segnale; in seguito l'ampiezza dell'onda a radiofrequenza varia sinusoidalmente rispetto un valore medio, che corrisponde all'ampiezza della portante.

Il rapporto fra l'ampiezza dell'onda modulante e l'ampiezza dell'onda portante fornisce un elemento fondamentale per la modulazione, cioè definisce il grado di modulazione m.

Il grado di modulazione m è un numero puro e dal valore zero in assenza di modulazione assume il valore uno, quando l'ampiezza dell'onda modulante eguaglia l'ampiezza dell'onda portante. L'espressione del grado di modulazione m vale:

$$m = \frac{\text{Ampiezza dell'onda modulante } (BF)}{\text{Ampiezza dell'onda portante } (AF)}.$$

Oltre il 100% di modulazione si ha distorsione nell'onda modulata in ampiezza, ossia *sovramodulazione*. Indicando con A_0 l'ampiezza dell'onda

portante ed $m A_0$ l'ampiezza dell'onda modulante, intesa quest'ultima come una percentuale dell'ampiezza dell'onda portante, il valore istantaneo di una grandezza modulata in ampiezza assume l'espressione:

$$a = (A_0 + m A_0 \cos \omega_s t) \cos \omega_p t$$

intendendo con ω_s la pulsazione del « *segnale modulante* » e con ω_p la pulsazione della « *portante* » e, ricordando che $\omega_p \gg \omega_s$.

74. Elementi che compongono un'onda modulata in ampiezza. Bande laterali.

Riprendiamo l'espressione del valore istantaneo di un'onda modulata in ampiezza:

$$a = (A_0 + m A_0 \cos \omega_s t) \cos \omega_p t.$$

Moltiplichiamo il termine fra parentesi per il $\cos \omega_p t$ e otteniamo:

$$a = A_0 \cos \omega_p t + m A_0 \cos \omega_s t \cos \omega_p t.$$

In quest'ultimo aspetto l'espressione mette in evidenza, al secondo membro, la somma di due termini cosinusoidali, ossia:

$$A_0 \cos \omega_p t$$

che rappresenta il valore istantaneo della portante e il termine:

$$m A_0 \cos \omega_s t \cos \omega_p t$$

che contiene anche il segnale modulante. Ricordando dalla trigonometria che:

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta),$$

sostituendo ω_p e ω_s rispettivamente ad α e β otteniamo in definitiva, come valore istantaneo di una grandezza modulata in ampiezza, l'espressione:

$$a = A_0 \cos \omega_p t + \frac{1}{2} m A_0 \cos (\omega_p + \omega_s) t + \frac{1}{2} m A_0 \cos (\omega_p - \omega_s) t.$$

Detto valore è composto dalla somma di tre grandezze semplici, le quali sono:

$$A_0 \cos \omega_p t$$

chiamata portante, di ampiezza A_0 e pulsazione ω_p;

$$\frac{1}{2} m A_0 \cos (\omega_p + \omega_s) t$$

chiamata banda laterale superiore, di ampiezza $\frac{1}{2} m A_0$ e pulsazione $(\omega_p + \omega_s)$;

$$\frac{1}{2} m A_0 \cos (\omega_p - \omega_s) t$$

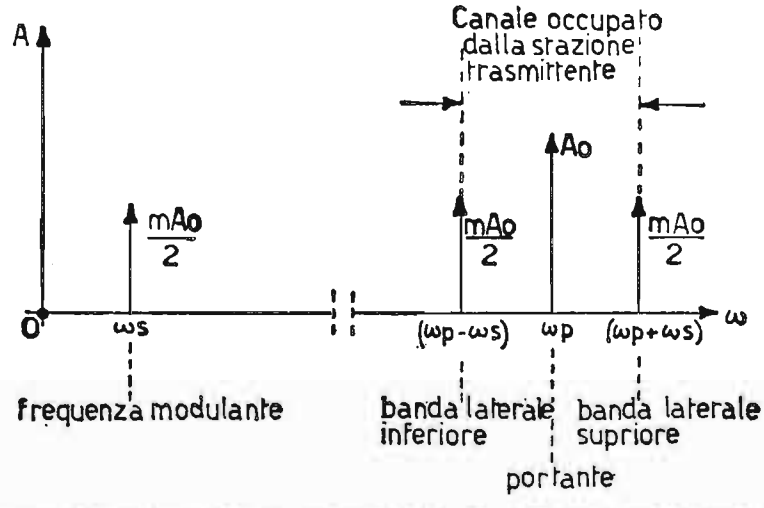


Fig. 256. – Spettro di un'oscillazione sinusoidale di AF (ω_p) modulata in ampiezza da un'oscillazione sinusoidale di BF (ω_s) - Canale occupato.

chiamata banda laterale inferiore, di ampiezza $\frac{1}{2} m A_0$ e pulsazione $(\omega_p - \omega_s)$.

In fig. 256 sono rappresentate graficamente le tre grandezze componenti un'onda modulata in ampiezza in relazione alla loro ampiezza e pulsazione.

Il segnale modulante ω_s riproducendo musica o parole, è composto da frequenze che da pochi *Hz* si estendono fino a qualche *KHz*. Per cui per ogni trasmissione, esistendo contemporaneamente molte frequenze modulanti, esistono anche molte bande laterali, in quanto ogni frequenza modulante dà luogo a due bande laterali. Affinché la trasmissione ricevuta sia fedelmente riprodotta cioè completa di tutte le frequenze modulanti, occorre che il ricevitore amplifichi, senza attenuazione, tutte le bande laterali del segnale modulato ossia tutto il « *canale* » di frequenze occupato dalla stazione trasmittente.

Si intende, infatti, per *canale occupato* dalla stazione trasmittente il

doppio della frequenza massima modulante f_s. Per la modulazione d'ampiezza la massima frequenza modulante è stata fissata di 4,5 *KHz*, per cui il canale corrispondente ha un'ampiezza di 9*KHz*.

75. Potenza di un'onda modulata in ampiezza.

Immaginiamo che una corrente a radiofrequenza, modulata in ampiezza da una bassa frequenza modulante, il cui valore istantaneo vale:

$$i = J(1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_p t$$

scorra attraverso un carico R, equivalente al carico a radiofrequenza. La corrente modulata, per effetto *Joule*, dà luogo nella resistenza stessa ad una potenza dissipata di tipo:

$$\frac{RJ^2}{2}$$

in assenza di modulazione, mentre in presenza di modulazione, esistendo il contributo di tre correnti, ossia: la portante:

$$J \cos \omega_p t$$

e le bande laterali, superiore:

$$\frac{mJ^2}{2} \cos (\omega_p + \omega_s) t$$

ed inferiore:

$$\frac{mJ^2}{2} \cos (\omega_p - \omega_s) t$$

la potenza dissipata aumenta divenendo complessivamente:

$$P = \frac{RJ^2}{2} + \frac{R}{2}\left(\frac{mJ}{2}\right)^2 + \frac{R}{2}\left(\frac{mJ}{2}\right)^2 = \frac{RJ^2}{2} + \frac{R\,m^2 J^2}{4} =$$

$$= \frac{RJ^2}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right).$$

La potenza utile in presenza di modulazione è perciò:

$$\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

la potenza utile in portante. Nel caso di $m = 1$, essa è 1,5 volt maggiore. Possiamo scrivere, allora, la relazione:

$$P_u \text{ mod.} = \frac{RJ^2}{2} \text{ in mod.} = \frac{RJ^2}{2} \text{ in part.} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

attraverso la quale è facile risalire sperimentalmente al grado di modulazione m, dalla semplice lettura di J in portante e di J in modulazione effettuata, ad esempio, con strumento a termocoppia. Il grado di modulazione si ricava, infatti, dall'uguaglianza precedente e, vale:

$$m = \sqrt{2\left(\frac{J \text{ in modulazione}}{J \text{ in portante}}\right)^2 - 2}$$

Ad esempio, se si desidera modulare al 100% ($m = 1$) una potenza portante di 850 watt la potenza dell'onda modulante deve valere 0,5 volte quella portante, ossia:

$$\frac{850}{2} = 425 \text{ watt.}$$

Se, invece, si desidera un grado $m = 0{,}4$, la potenza acustica diventa:

$$P \text{ modulante} = \frac{RJ^2}{2} \cdot \frac{m^2}{2} = 850 \frac{(0{,}4)^2}{2} = 850 \cdot \frac{0{,}16}{2} \cong 68 \text{ watt.}$$

Questi ed alcuni altri dati ci hanno permesso di ricavare il grafico di fig. 257, il quale fornisce l'andamento dei valori della potenza modulante in funzione del grado m di modulazione scelto.

Si noti che, aumentando la potenza modulante con legge quadratica, in funzione di m crescente linearmente, converrà scegliere gradi di modulazione m inferiori all'unità, specialmente se esistono grandi potenze in gioco.

76. **Circuiti per ottenere la modulazione d'ampiezza.**

I metodi per ottenere la modulazione d'ampiezza sono diversi. Esistono, però, due sistemi fondamentali, ossia: modulazione d'ampiezza per controllo della tensione anodica o semplicemente *modulazione di placca* e modulazione d'ampiezza per controllo della tensione di griglia (G_1)

o semplicemente *modulazione di griglia*. A seconda dello stadio dove avviene la modulazione, si chiama anche modulazione ad alto livello se effettuata sull'ultimo stadio, in quanto, nello stadio finale del trasmettitore, la potenza a radiofrequenza, avendo raggiunto un discreto livello, fa sì che anche la grandezza modulante impegni una grande potenza. Se, invece, l'operazione di modulazione viene effettuata in uno stadio intermedio del trasmettitore, essa viene denominata: modulazione a basso livello, in quanto

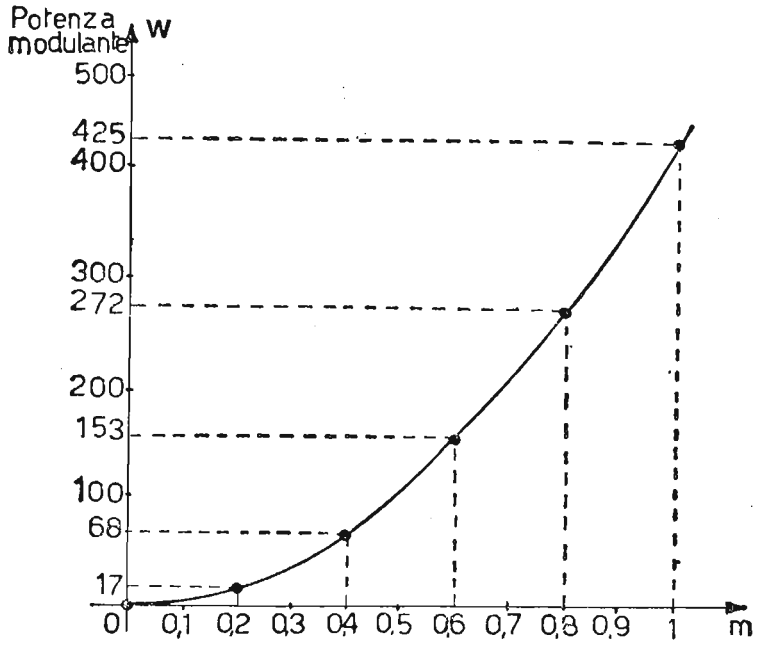


Fig. 257. – Grafico relativo alla potenza modulante acustica in funzione del grado *m* di modulazione.

il modulatore deve erogare una piccola potenza. Per contro, quest'ultimo sistema obbliga al trasmettitore di far seguire lo stadio modulato da amplificatori con conservazione di forma d'onda e, quindi, a basso rendimento anodico; invece con sistema di modulazione ad alto livello gli stadi amplificatori a radiofrequenza, i quali, dall'oscillatore giungono allo stadio finale, lavorano tutti in classe *C* e, quindi, ad elevato rendimento anodico.

Mentre di regola viene impiegato maggiormente il sistema di modulazione ad alto livello, specialmente per piccoli radiotrasmettitori, ultimamente trova impiego nei trasmettitori per radiodiffusione anche il sistema di modulazione a basso livello, seguito anziché da stadi amplificatori a basso rendimento anodico, dall'amplificatore Doherty, il quale pur conservando la forma d'onda, fornisce rendimenti anodici dell'ordine di quelli ottenibili con la classe *C* e porta la radiofrequenza al giusto valore di potenza, per essere irradiata dall'antenna.

Esaminiamo separatamente i due sistemi fondamentali di modulazione d'ampiezza.

a) Sistema a modulazione di placca. – In fig. 258 è rappresentato un normale amplificatore in classe *C* modulato di placca. Nel circuito la tensione di alimentazione anodica V_b viene variata dal segnale modulante fornito dallo stadio modulatore, il quale è costituito da un amplificatore di potenza lavorante in classe *A* o *B*. Il trasformatore, che immette il segnale modulante nel circuito anodico dell'amplificatore in classe *C*, viene chiamato *trasformatore di modulazione.*

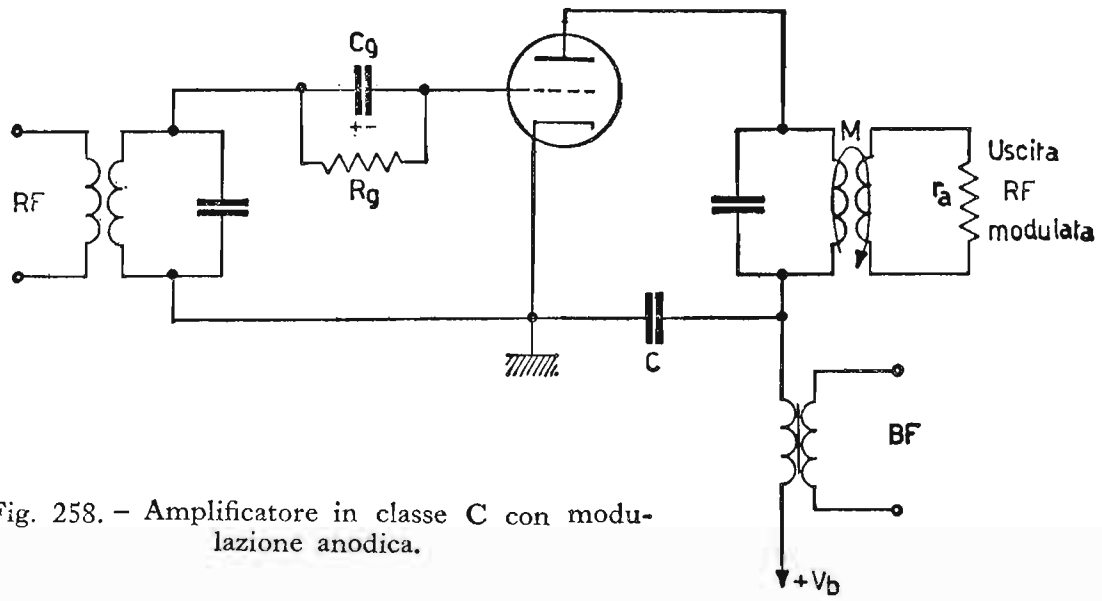


Fig. 258. – Amplificatore in classe C con modulazione anodica.

Il condensatore *C*, di alta reattanza per la bassa frequenza e di bassa reattanza per la radiofrequenza, serve per chiudere a massa la componente a radiofrequenza, mentre la resistenza r_a sostituisce la resistenza d'antenna e, tramite il rapporto di trasformazione, riflette la resistenza ottima di carico per il tubo finale modulato. La fig. 259 rappresenta in *a*) l'andamento della tensione anodica in presenza del segnale modulante e per grado $m = 1$, mentre in *b*) è rappresentato il processo di modulazione di placca. In questo ultimo caso si possono osservare: la polarizzazione fissa di griglia V_{g0} (sull'asse delle tensioni negative di griglia) scelta in modo da lavorare, in assenza di modulazione, in classe *C*; le caratteristiche mutue per i seguenti valori di alimentazione anodica: $2V_b$, V_b, zero volt, valori massimi e minimi che l'anodo alternativamente assume a ritmo della frequenza modulante, allorché si modula al 100%; infine l'andamento della corrente anodica e della tensione anodica nel carico.

L'andamento della tensione anodica è sinusoidale in quanto il circuito oscillante provvede a ricostruire fedelmente in ciascun periodo e, nelle giuste proporzioni, la forma d'onda sinusoidale inviata all'ingresso dell'amplificatore in classe *C*. Concludendo: nel processo di modulazione di placca, la tensione di polarizzazione V_{g0} resta sempre costante, mentre varia a ritmo

di *BF* la tensione di alimentazione anodica, provocando variazioni nell'angolo di circolazione della corrente anodica a radiofrequenza e, quindi, variazioni di amplificazione della stessa radiofrequenza. Le variazioni di amplificazione si riflettono come variazioni di ampiezza nell'*onda modulata* a ritmo dell'*onda modulante*, potendo la valvola raggiungere i valori di ampli-

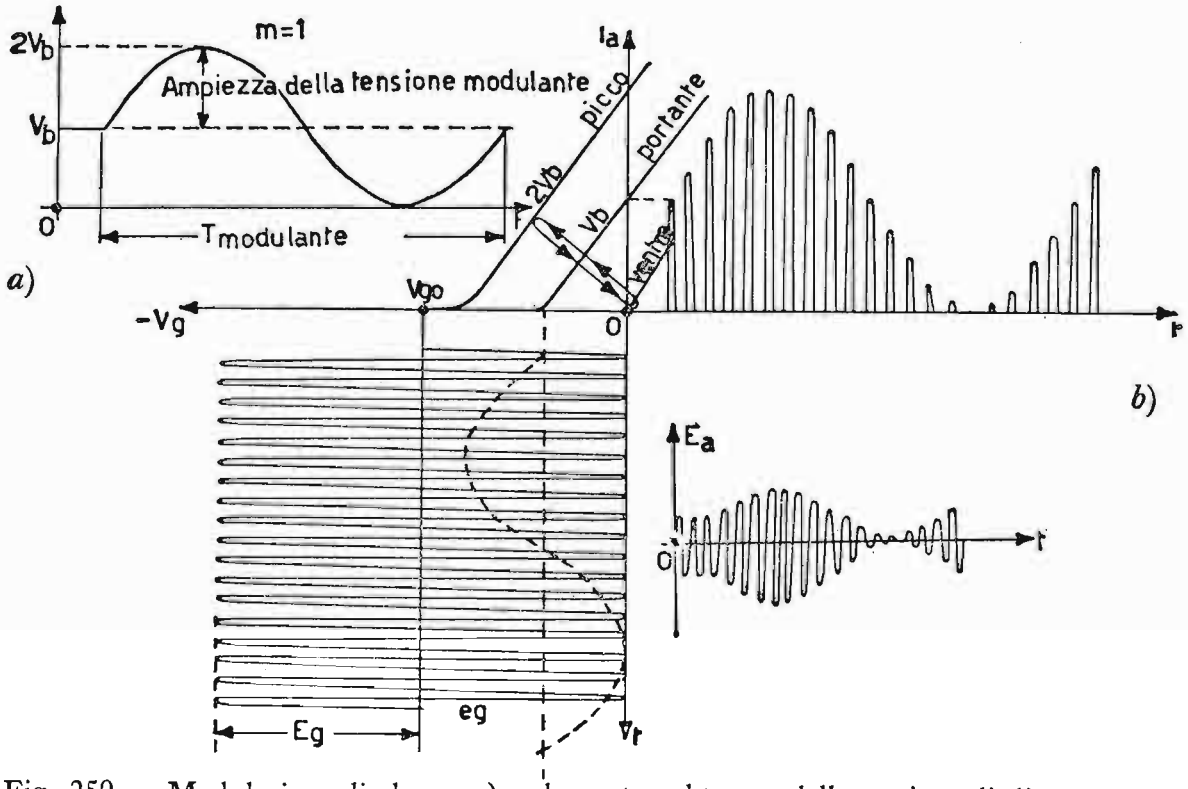


Fig. 259. – Modulazione di placca: *a*) andamento nel tempo della tensione di alimentazione anodica, in funzione della tensione modulante; *b*) processo di modulazione anodica ed andamento della tensione oscillatoria anodica E_a.

ficazione da zero al doppio del valore di portante (per un processo lineare di modulazione), allorché il valore massimo della modulante sinusoidale, eguaglia la tensione V_b, ossia nel caso di $m = 1$ (modulazione 100%). Accenniamo, per ultimo, alla potenza che deve erogare il modulatore ed alle limitazioni da osservare circa la potenza di alimentazione continua per l'integrità del tubo, durante la modulazione anodica.

Anzitutto, il modulatore posto in serie al circuito anodico deve far variare la tensione di alimentazione effettiva anodica, ad esempio per $m = 1$, complessivamente dal valore di portante V_b a zero e a $2V_b$, e la corrente effettiva anodica, dal valore di portante I_{a0} a zero e a $2\ I_{a0}$.

Occorre, quindi, che i valori massimi della tensione e della corrente modulante siano eguali ai valori di riposo V_b e I_{a0} forniti dall'alimentatore anodico.

La potenza, che il modulatore deve erogare, vale:

$$P_{BF} = \frac{V_b \cdot I_{a0}}{2},$$

ossia metà di quella fornita dall'alimentatore anodico. Per valori minori del 100% di modulazione, vale la legge prevista nel grafico di fig. 257. Si può dire, allora, che, mentre l'alimentatore anodico fornisce potenza all'amplificatore in classe C per amplificare la frequenza portante, il circuito modulatore fornisce allo stesso stadio la potenza necessaria per le bande laterali, cioè la potenza (per $m = 1$):

$$P_{BF} = \frac{m^2}{2} V_b I_{a0} = \frac{m^2}{2} P_{al} = \frac{m^2}{2} \cdot \frac{P_u}{\eta \text{ mod.}}$$

intendendo per η mod. il rendimento anodico in modulazione, il quale, per modulazione di placca varia dal 60 ÷ 80%. Ad esempio, volendo modulare al 100% un'onda a radiofrequenza di 50 watt di potenza utile, sapendo che il rendimento anodico è del 70%, occorrerà una potenza di alimentazione di:

$$P_{al} = \frac{P_u}{\eta \text{ mod.}} = \frac{50}{0{,}7} \cong 71{,}4 \text{ watt},$$

ed una potenza di bassa frequenza di:

$$P_{BF} = \frac{P_{al}}{2} = \frac{71{,}4}{2} = 35{,}7 \text{ watt}.$$

Per quanto riguarda la potenza di alimentazione anodica, bisogna tener presente che, durante i picchi di modulazione il tubo viene interessato da una potenza quattro volte la potenza di portante (raddoppiano tensione e corrente). Anche se il tubo funziona con questi massimi di potenza solamente per qualche frazione di periodo, per $m = 1$ questo durante la modulazione è interessato complessivamente da una potenza 1,5 volte quella di portante, quindi, è bene prevedere in portante una potenza di alimentazione che non superi i 2/3 della massima potenza dissipabile dal tubo, allorché si modula con $m = 1$. La limitazione della potenza di alimentazione a 2/3 della massima potenza dissipabile dal tubo in modo continuo, si ottiene riducendo all'80% circa i valori della tensione e della corrente, relativamente alla normale alimentazione del tubo impiegato come amplificatore in classe C non modulato.

b) Sistema a modulazione di griglia. – In fig. 260 è rappresentato

un amplificatore in classe C modulato di griglia controllo. Nel circuito, mentre la tensione di alimentazione anodica V_b resta costante, la tensione di alimentazione di griglia V_{g0} viene variata al ritmo del segnale modulante fornito come nel caso precedente, da un amplificatore di BF.

Per questo sistema di modulazione, il trasformatore di modulazione è collegato in serie al circuito di griglia controllo. Il condensatore C serve per chiudere il circuito relativo alla radiofrequenza (altrimenti la RF stessa troverebbe un'elevata reattanza nell'induttanza dell'avvolgimento del trasformatore) ed è dimensionato in modo da costituire una bassissima reattanza per la RF ed un'elevata reattanza per la BF.

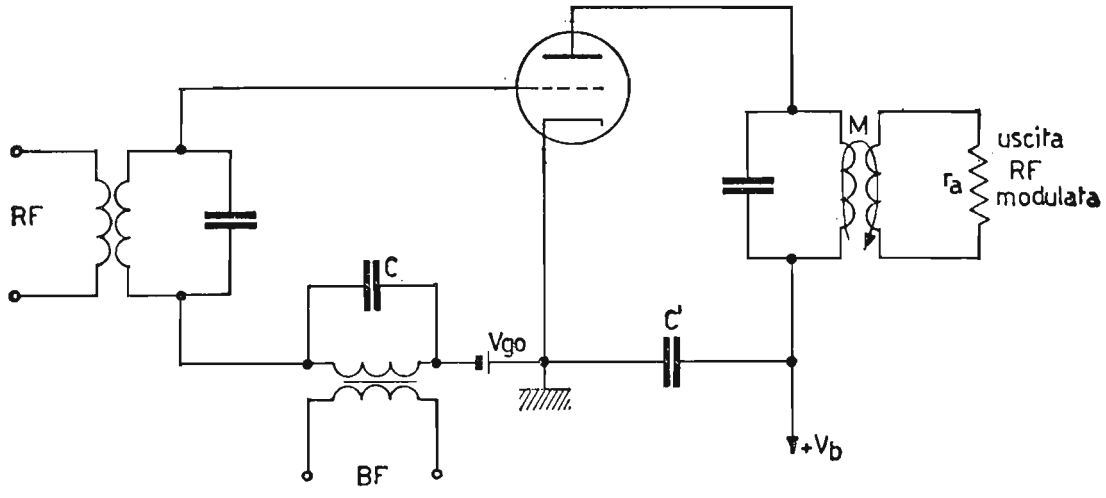


Fig. 260. - Amplificatore in classe C con modulazione di griglia.

I diagrammi di fig. 261 rappresentano: in a) l'andamento della tensione di polarizzazione di griglia, in presenza del segnale modulante e per $m = 1$; in b) il processo di modulazione di griglia controllo. Nel caso b) si può notare, inoltre, che la tensione risultante di griglia, in presenza del segnale modulante, varia a ritmo di BF attorno al valore di riposo V_{g0} scelto per lavorare (in portante) in classe C, mentre la tensione anodica resta costante al valore V_b.

Anche per la modulazione di griglia l'andamento della tensione anodica E_a è sinusoidale. Per quanto riguarda la potenza utile in modulazione essa è al solito $\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$ il valore di portante. Questa volta l'incremento di potenza utile, che esiste in modulazione rispetto al valore di portante non è fornita né dall'alimentatore anodico, (il quale mantiene costanti i valori V_b ed I_{a0}) né dallo stadio modulatore (la potenza erogata dal modulatore è minima ed addirittura nulla, se non vi è corrente di griglia, cioè

se il segnale a *RF* non raggiunge potenziali positivi di griglia), ma da una diversa distribuzione del rendimento anodico. Infatti, in questo caso il *rendimento anodico aumenta durante la modulazione*, operando in modo da fornire una maggiore potenza utile. Ciò lo possiamo verificare dall'espres-

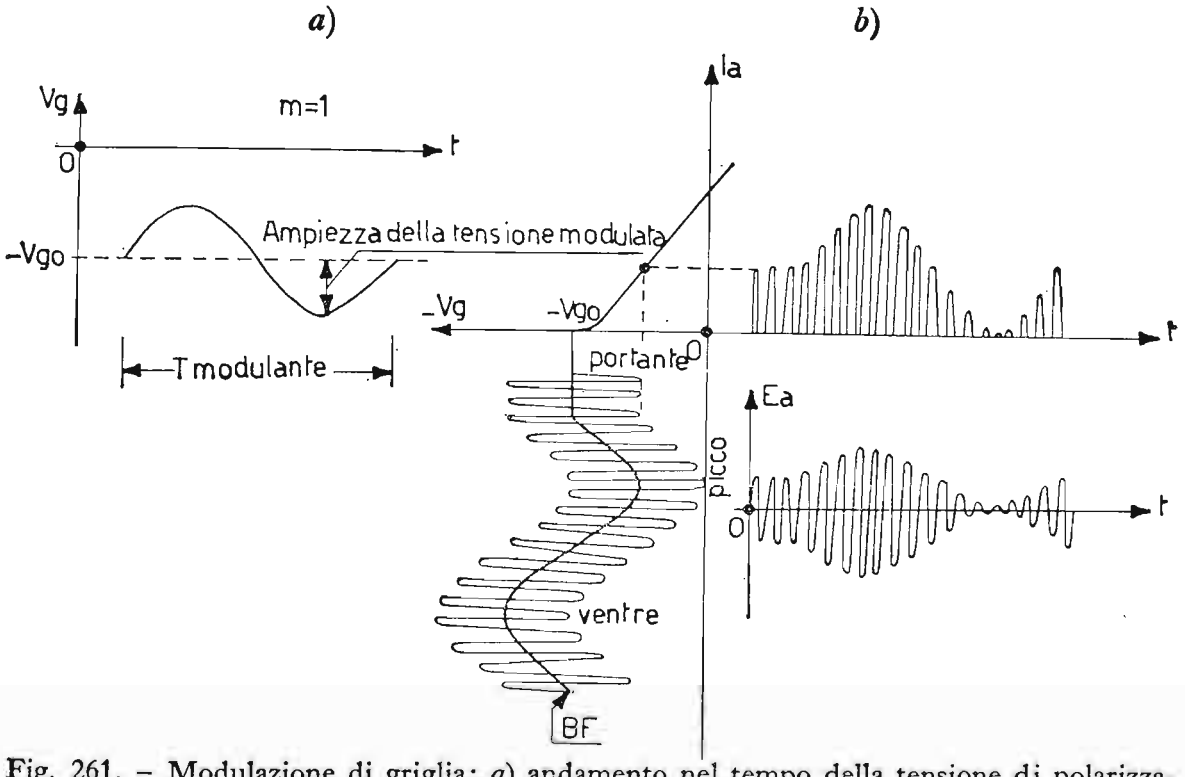


Fig. 261. – Modulazione di griglia: *a*) andamento nel tempo della tensione di polarizzazione di griglia V_{go} in funzione della tensione modulante; *b*) processo di modulazione di griglia ed andamento della tensione oscillatoria anodica E_a.

sione della potenza utile in modulazione:

$$P_u \text{ mod.} = P_u \text{ port.} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = P_{al} \cdot \eta \text{ port.} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right).$$

Siccome la potenza di alimentazione P_{al} resta costante, il rendimento in modulazione diventa:

$$\eta \text{ port.} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

e nel caso di $m = 1$, esso diviene 1,5 volt maggiore di η port.

Da queste considerazioni possiamo dedurre che per il sistema a modulazione di griglia controllo il tubo è chiamato a dissipare la massima potenza non in modulazione (come avviene nel caso di modulazione anodica), ma in portante. Quindi la scelta dei valori massimi della tensione e della corrente

sopportabili dal tubo, si fa prevedendo regime di portante. Unico inconveniente di questo sistema di modulazione è il basso rendimento anodico (complessivamente 40 ÷ 45%) e una maggiore distorsione nella forma

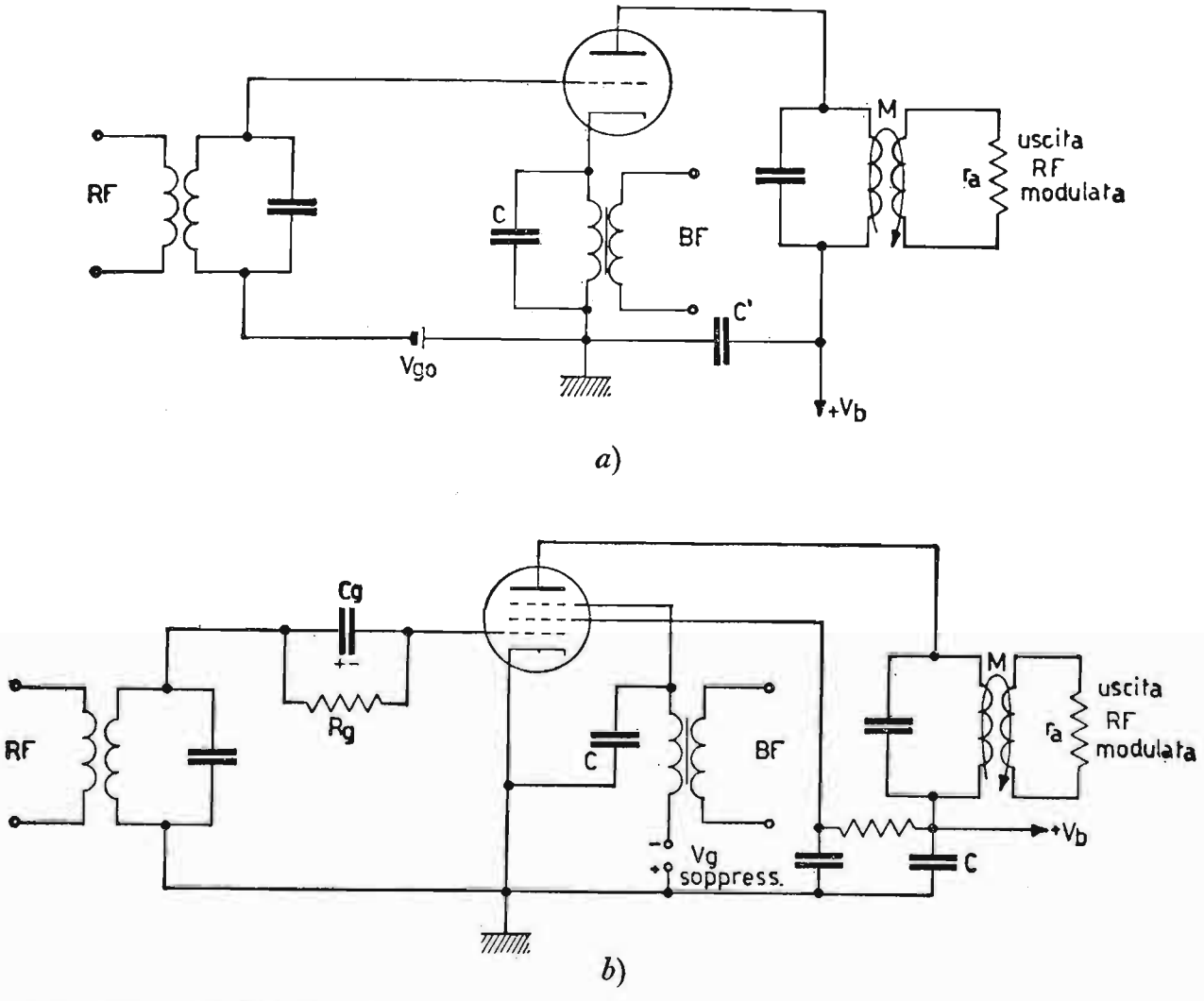


Fig. 262. – Modulazione d'ampiezza: *a*) modulazione catodica; *b*) modulazione di griglia soppressore.

d'onda modulata rispetto il sistema a modulazione anodica. Esistono svariati altri sistemi per modulare in ampiezza l'onda portante, quali ad esempio: modulazione sul catodo, ossia l'immissione del segnale modulante viene effettuata sul catodo del tubo in classe *C*, se poi si impiegano anziché triodi, pentodi, si può modulare anche di griglia schermo o più comunemente di griglia soppressore.

Nella fig. 262 sono rappresentati gli schemi di principio per modulazione di catodo (*a*) e di griglia soppressore (*b*).

77. Modulazione d'ampiezza con soppressione della portante.

Per un'onda modulata in ampiezza la parte maggiore della potenza irradiata viene spesa per la portante e, in proporzioni tanto più rilevanti, quanto minore è il grado di modulazione scelto. D'altra parte sappiamo che la potenza utile agli effetti della comunicazione è solamente quella relativa

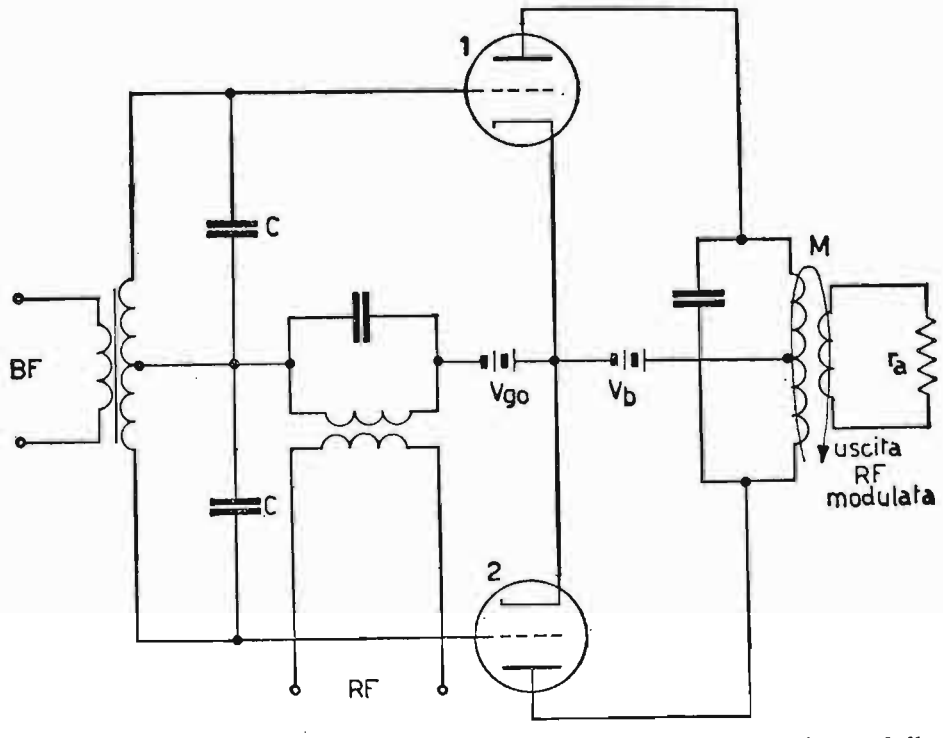


Fig. 263. – Circuito per la modulazione d'ampiezza con soppressione della portante (modulatore bilanciato).

alle bande laterali, per cui un sistema economico di comunicazione è quello di eliminare nell'onda irradiata la *grandezza portante*. Lo stesso principio si applica in telefonia, eliminando la batteria di linea mediante la batteria locale. La trasmissione dell'informazione avviene egualmente, anche con la soppressione della portante, in quanto anche le bande laterali sono costituite da radiofrequenza. L'irradiazione delle sole bande laterali è ottenibile mediante i « *modulatori bilanciati* » (o equilibrati).

La fig. 263 rappresenta lo schema di principio di questi tipi di modulatori. Il circuito è costituito da due amplificatori a radiofrequenza, i quali sono collegati in controfase per il segnale modulante e in parallelo per il segnale portante. In presenza di entrambi i segnali, portante e modulante, al tubo 1 viene applicata la somma dei due segnali, mentre al tubo 2 la loro differenza. In questo modo il contributo di ciascuna valvola al carico anodico, vale rispettivamente: per il tubo 1:

$$a_1 = A_0 (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_p t = A_0 \cos \omega_p t + m A_0 \cos \omega_s t \cos \omega_p t,$$

per il tubo 2:

$$a_2 = A_0 (1 - m \cos \omega_s t) \cos \omega_p t = A_0 \cos \omega_p t - m A_0 \cos \omega_s t \cos \omega_p t.$$

La grandezza risultante nel carico anodico, data la particolarità del trasformatore a *RF* d'uscita a presa centrale, vale:

$$2 m A_0 \cos \omega_s t \cos \omega_p t,$$

ossia, mentre si elimina ciascuna portante, si sommano gli effetti delle bande laterali. Il segnale d'uscita nella forma:

$$2 m A_0 \cos \omega_s t \cos \omega_p t = 2 m A_0 [\cos (\omega_p + \omega_s) t + \cos (\omega_p - \omega_s) t]$$

mette in evidenza la presenza delle sole bande laterali. Nella fig. 264 vi è la

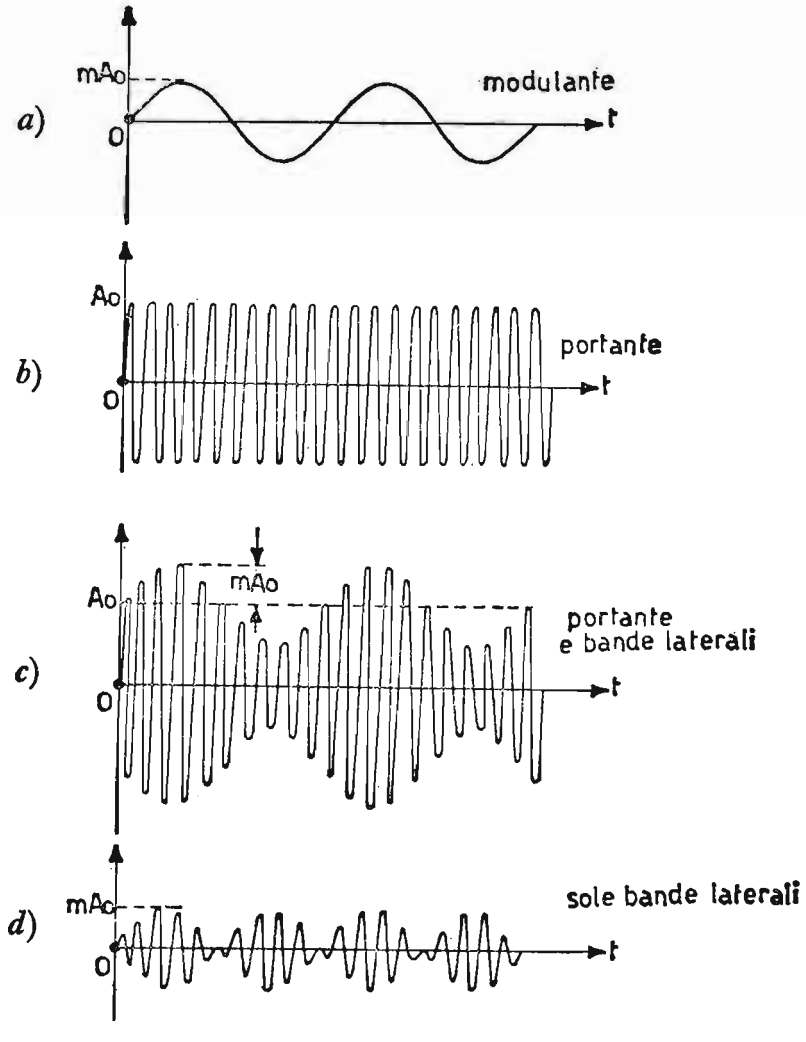


Fig. 264. – Rappresentazione, in funzione del tempo, nel sistema a modulazione d'ampiezza, *a*) della modulante; *b*) della portante; *c*) della corrispondente onda modulata completa di bande laterali; *d*) della corrispondente onda modulata con le sole bande laterali e soppressione della portante.

rappresentazione completa di una grandezza modulata in ampiezza, in presenza ed in assenza della portante, per $m < 1$.

Il sistema di modulazione d'ampiezza a soppressione della portante, mentre offre vantaggi economici per quanto riguarda la potenza irradiata, costituisce notevoli difficoltà nella ricezione, in quanto, in tale sede, si deve *rigenerare la portante*, la cui frequenza ed ampiezza vogliono *esattamente uguali* alla portante soppressa.

78. Rivelazione dei segnali modulati in ampiezza.

Il segnale modulato in ampiezza viene irradiato dall'antenna trasmittente e viene captato dall'antenna del radioricevitore con un'ampiezza estremamente piccola. La prima operazione da eseguire è la sua amplificazione. Però, anche se amplificato al giusto valore, il segnale modulato non è adatto ad essere inviato direttamente all'altoparlante, in quanto, data la simmetria e l'opposizione di fase fra l'onda inviluppo superiore e quella inferiore, la bobina mobile dell'altoparlante stesso, stimolata da due segnali di *BF* in opposizione di fase, rimarrebbe ferma.

Per poter ascoltare attraverso l'altoparlante (o cuffia) la *BF*, che ha modulato la portante al trasmettitore, si deve ricorrere, in uno stadio intermedio del radioricevitore, all'operazione di *demodulazione* o *rivelazione*. L'operazione di rivelazione consiste, infatti, nell'eliminare la parte positiva o negativa dell'onda modulata in ampiezza e la frequenza portante, ottenendo dal segnale modulato in ampiezza, direttamente la *BF* modulante.

Durante l'operazione di demodulazione si possono introdurre, da parte del rivelatore, distorsioni nell'onda rivelata. Le distorsioni introdotte possono essere di tre tipi: *distorsione d'ampiezza*: se nel segnale rivelato vi sono frequenze non contenute nel segnale modulato; *distorsione di frequenza*: se il circuito rivelatore si comporta disuniformemente alle varie frequenze dell'onda modulante; *distorsione di fase*: se il rivelatore riproduce le varie frequenze componenti il segnale modulante con relazioni di fase differenti da quelle del segnale originale. Il processo di rivelazione può essere effettuato in diversi modi, a seconda anche dell'ampiezza del segnale da rivelare. Si possono impiegare per questa ragione diodi o triodi.

Analizziamo per primo il sistema di rivelazione a diodo, il quale, fra l'altro, è quello più comunemente impiegato.

a) Rivelatori a diodo. – Il circuito di un rivelatore a diodo è rappresentato in fig. 265*a*). Questo sistema di rivelazione è quello più diffuso nei radioricevitori a modulazione d'ampiezza (*AM*).

La resistenza *R* ed il condensatore *C* costituiscono il carico anodico

del diodo rivelatore e vengono denominati: *costante di tempo di rivelazione*, quando si considera il loro prodotto; ossia: *RC*.

In *b*) della stessa figura è rappresentata complessivamente la tensione da rivelare e, nella parte superiore, la tensione ai capi del condensatore; in *c*) è rappresentata, infine, la tensione rivelata (priva, cioè, della semionda

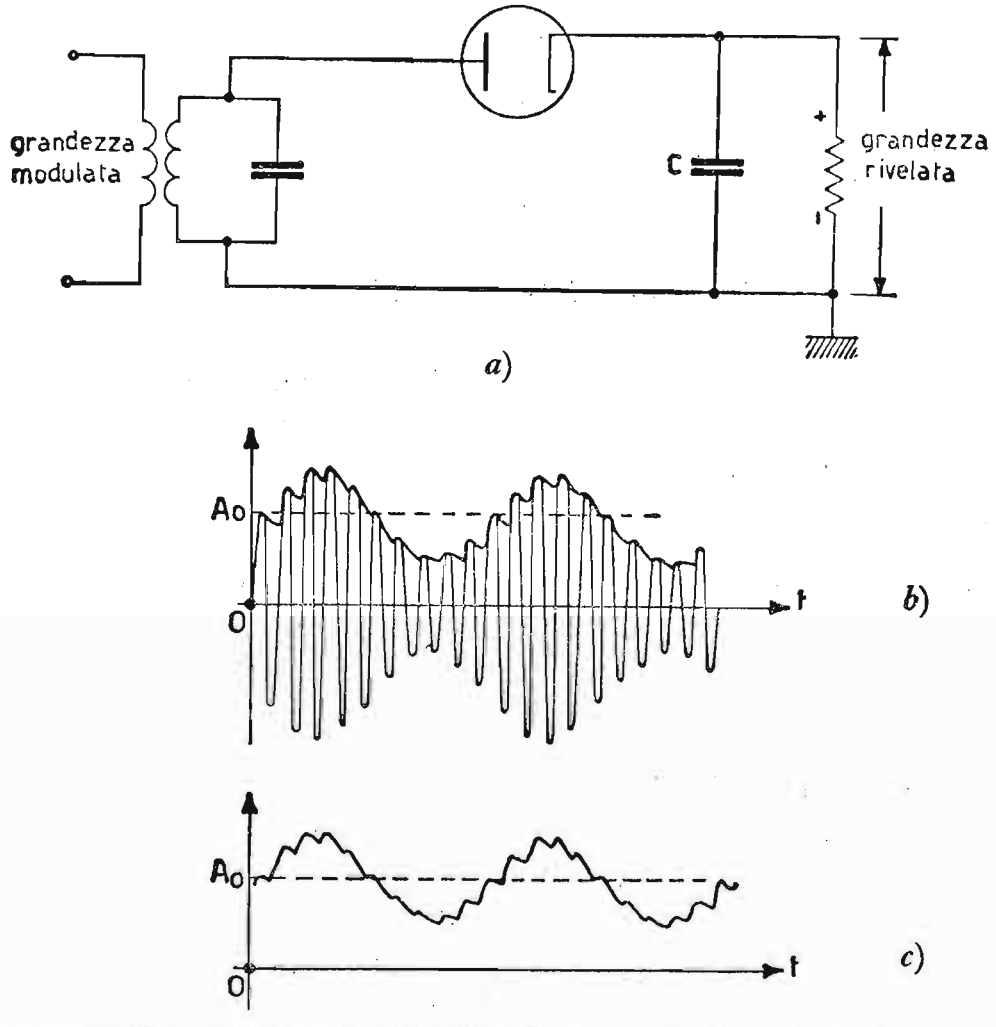


Fig. 265. – Rivelatore a diodo: *a*) circuito elettrico; *b*) tensione da rivelare; *c*) tensione rivelata.

negativa e della *RF* portante), ai capi del carico anodico del diodo rivelatore. Quest'ultima grandezza è costituita: da una componente continua positiva, di valore medio uguale circa al valore di portante; da una componente di alta frequenza, alla frequenza della portante, e dovuta alla carica ed alla scarica del condensatore del gruppo di rivelazione; infine dalla grandezza di *BF* modulante, unica grandezza da conservare e da inviare, dopo un'appropriata amplificazione, all'altoparlante. La costante di tempo di rivelazione viene dimensionata in funzione del periodo della grandezza modulante. Anzitutto, se la stazione trasmittente modulasse al 100%,

nessuna costante di tempo sarebbe capace, per quanto ben dimensionata, a seguire parallelamente l'inviluppo dell'onda modulante. Infatti, quando la portante scende dal *picco di modulazione* (doppio del valore di portante, per $m = 1$) al valore zero del *ventre di modulazione*, nessun condensatore sarebbe capace di scaricarsi attraverso una resistenza al valore zero di tensione in un tempo finito, per cui nascerebbe una distorsione nell'onda rivelata.

Per questa ragione e per irradiare minore potenza relativamente alle bande laterali, le stazioni a radiodiffusione modulano la portante con una percentuale di modulazione mediamente del 30%.

Concludendo, per soddisfare al massimo l'operazione di rivelazione, la costante di tempo del gruppo RC viene scelta circa da $\frac{1}{3}$ a $\frac{1}{6}$ del più piccolo periodo dell'onda modulante, relativo, cioè, alla più acuta delle basse frequenze modulanti. Nel paragrafo 74 abbiamo citato che la massima frequenza modulante per AM è stata fissata al valore $f = 4{,}5\ KHz$ cui corrisponde un periodo $T = 220\ \mu sec$, per cui il prodotto di RC dovendo oscillare fra i valori $\frac{1}{3} \div \frac{1}{6}$ di tale periodo, sarà compreso fra i valori:

$$35\ \mu sec \leq RC \leq 75\ \mu sec.$$

Mediamente si sceglie $RC = 50\ \mu sec$, ottenendo, ad esempio, per $R = 0{,}25\ M\Omega$ una capacità $C = 200\ pF$.

Avendo scelto una resistenza R molto grande, nel circuito di rivelazione si rende trascurabile la caduta interna del diodo rivelatore. Se la resistenza R è troppo *piccola*, la resistenza interna del diodo limita il potenziale ai capi del carico stesso, diminuendo il rendimento di rettificazione.

Viceversa, se la resistenza R è molto *grande* si richiede, di conseguenza, un valore di capacità C molto piccolo, per cui buona parte della tensione a RF, stabilendosi ai capi di C non viene rivelata. Infatti, il diodo rivelatore ha una propria capacità interelettrodica, la quale in serie alla capacità C origina un *partitore capacitivo* per le RF. Per far si che quasi tutta la tensione a RF da rivelare, si stabilisca ai capi del rivelatore, occorre dimensionare C in modo che la sua capacità minima risulti $10 \div 15$ volte la capacità interelettrodica C_{ak} del diodo. In questo modo, distribuendosi la tensione ai capi dei condensatori in ragione inversamente proporzionale alle singole capacità, si ottiene ai capi di C_{ak} del raddrizzatore la maggior parte del segnale RF modulato. La rivelazione con diodo si impiega quando l'ampiezza del segnale da rivelare è discretamente grande, ossia la rive-

lazione con diodo avviene in modo lineare e con minima distorsione, se l'ampiezza della *RF* modulata supera il volt. Per eliminare, infine, l'ondulazione dovuta alla carica e scarica di *C* su *R*, sovrapposta alla *BF* pura, si fa seguire al gruppo di rivelazione e prima che il segnale di *BF* entri in

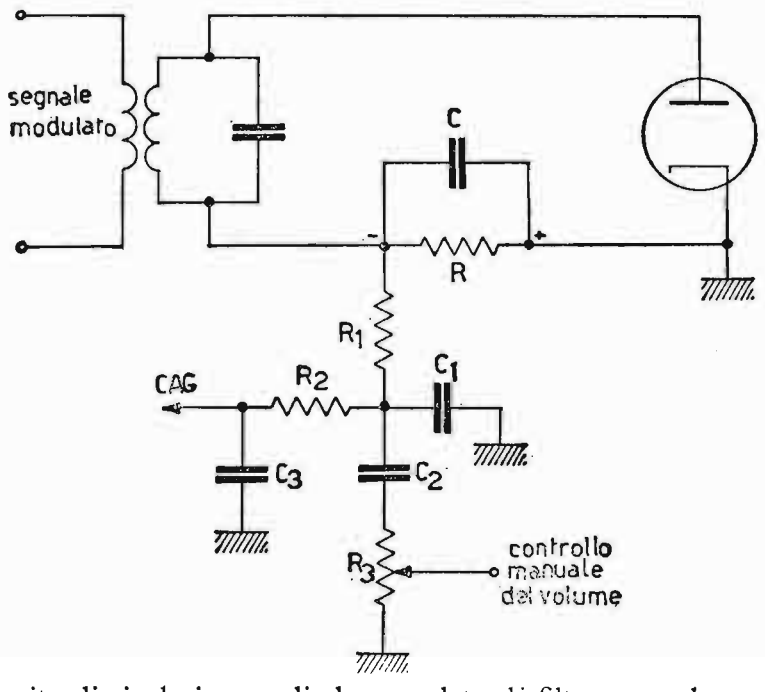


Fig. 266. – Circuito di rivelazione a diodo completo di filtro passa basso R_1C_1 e previste le uscite : per il CAG e per il segnale di BF regolabile in intensità col potenziometro logaritmico R_3.

griglia controllo dell'amplificatore di *BF*, un filtro passa-basso R_1 C_1 (fig. 266), il quale deve presentare alta impedenza per la *BF* e bassissima impedenza per la *RF*. Segue, prima che il segnale raggiunga il potenziometro R_3 e, quindi, l'amplificazione, un condensatore C_2, il quale serve ad eliminare la componente continua dalla grandezza rivelata. La reattanza di C_2 deve essere bassa per la frequenza rivelata, per cui il suo valore oscilla mediamente fra $10 \div 15$ *nF*. In fig. 266 è previsto un altro filtro passa-basso R_2C_3, il quale provvede ad eliminare dalla grandezza rivelata la *BF* utile, ottenendo ai capi di C_3 una componente continua negativa direttamente proporzionale all'ampiezza della portante.

Questa tensione continua negativa serve per il controllo automatico di sensibilità (*CAS*) o regolazione automatica di sensibilità (*RAS*) o controllo automatico di guadagno (*CAG*) come vedremo in seguito nei radioricevitori.

b) Rivelatori a triodo.

1) Per caratteristica di griglia. Segnali deboli. – Nel rivelatore a triodo per caratteristica di griglia l'elemento raddrizzatore è costituito

dallo spazio griglia-catodo del triodo stesso, nel quale la griglia costituisce la placca dell'ipotetico diodo.

Lo schema elettrico del rivelatore è rappresentato in fig. 267. Ai capi di *RC*, costante di tempo di rivelazione, si stabilisce una tensione, la quale, istante per istante, è pari al valore massimo del segnale rivelato. In queste condizioni la tensione complessiva fra griglia e catodo è data dalla somma algebrica di una tensione di alta frequenza ed una di bassa frequenza. Il carico anodico deve essere proporzionato in modo da amplificare la *BF* (modulante) e possedere impedenza nulla per l'*AF* (portante).

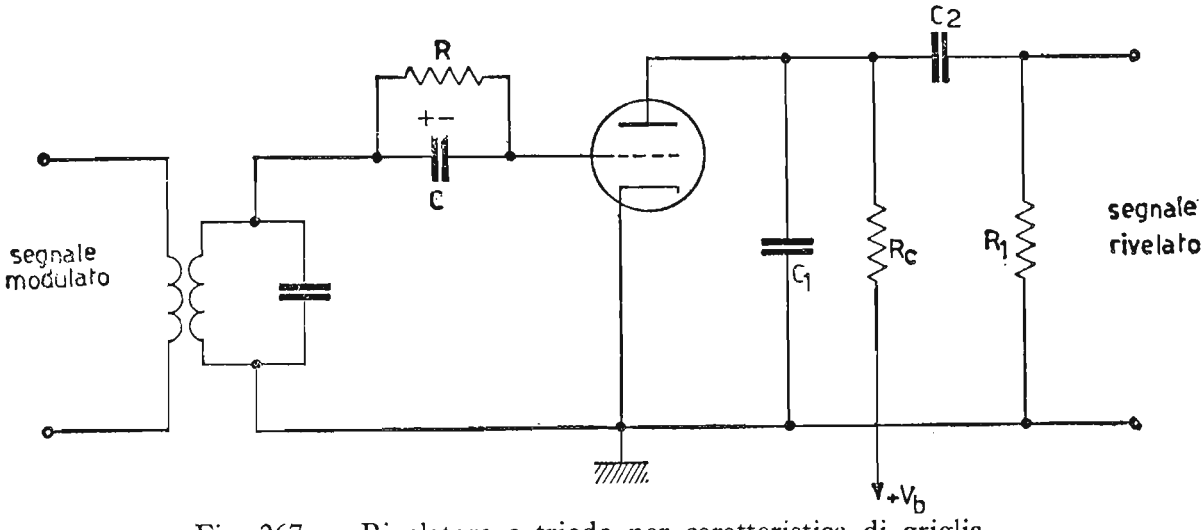


Fig. 267. – Rivelatore a triodo per caratteristica di griglia.

Il sistema non è difficile da realizzare in quanto esiste una netta differenza di frequenza fra la ω_s e ω_p. Allo scopo viene impiegato l'amplificatore a *RC* capace d'avere la frequenza limite superiore di gran lunga inferiore alla frequenza portante.

Per limitare, se necessario, la frequenza limite superiore e, quindi, eliminare con sicurezza l'*AF*, si aumentano le capacità parassite dell'amplificatore, disponendo, in parallelo al carico anodico, il condensatore C_1, il quale, mediamente vale $100 \div 300pF$. I componenti C_2 R_1 servono per l'accoppiamento allo stadio amplificatore di *BF*.

La rivelazione per caratteristica di griglia si presta egregiamente per rivelare segnali deboli. Per segnali da rivelare di discreta entità (ordine del volt), questo sistema di rivelazione è accompagnato da notevole distorsione.

La fig. 268 rappresenta le forme d'onda della tensione di ingresso in griglia e della corrente anodica nel circuito rivelatore. In assenza di segnale entrante la *ddp* fra griglia e catodo è zero. In presenza del segnale da rivelare, ad opera del gruppo *RC*, la tensione di griglia si allinea attorno al potenziale $V_{g0} = 0$ con lievi massimi e minimi, che causano una limitata

corrente di griglia. Nel segnale risultante appare, per la tensione di griglia, la curva tratteggiata, la quale si trova continuamente nella mezzeria dell'alta frequenza modulata e rappresenta la tensione *utile di BF* da amplificare. Infatti, essa ricompare nella corrispondente corrente anodica ed è l'unica frequenza risparmiata dal carico anodico. L'alta frequenza

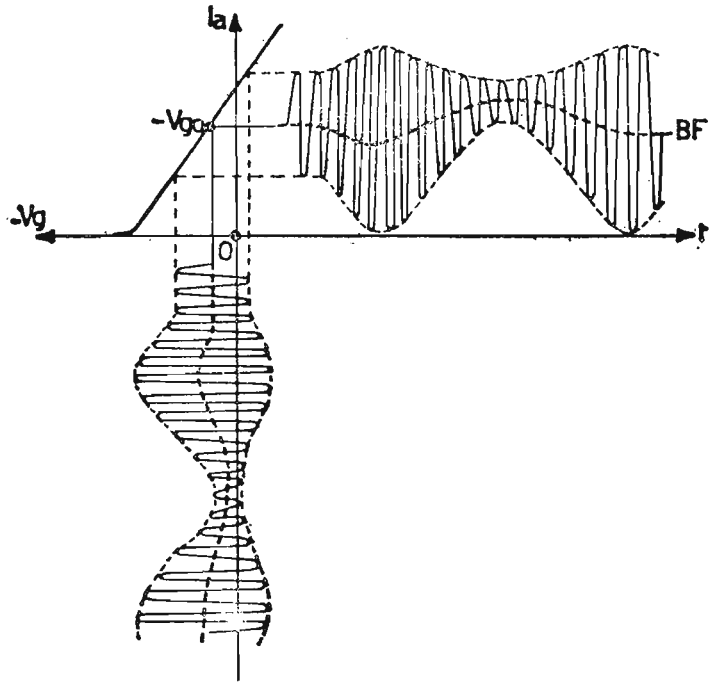


Fig. 268. – Andamento della BF rivelata relativamente al rivelatore a triodo per caratteristica di griglia.

che le si sovrappone viene eliminata dalle capacità interelettrodiche del triodo e del condensatore C_1.

Per ottenere il segnale rivelato possibilmente esente da distorsioni, è bene che il rivelatore funzioni in classe A, ossia il segnale d'ingresso in griglia interessi un tratto lineare di caratteristica mutua.

Per ottenere un buon rendimento di rivelazione e non caricare eccessivamente la sorgente del segnale in griglia (a causa della lieve corrente di griglia visibile nel diagramma di fig. 268), occorre fissare per R un valore grande, limitatamente al minimo valore da conferire a C in seguito alle considerazioni avanzate a proposito del rivelatore a diodo. La costante di tempo RC viene, infatti, dimensionata allo stesso modo di quello studiato per il rivelatore a diodo.

2) Per caratteristica di placca. Segnali forti. – Il rivelatore a triodo per caratteristica di placca è rappresentato in fig. 269. La griglia del triodo è polarizzata circa all'interdizione, mediante il gruppo C_kR_k. A tale scopo il resistore R_k viene scelto di valore piuttosto elevato: mediamente dai 20 ÷ 100 $K\Omega$.

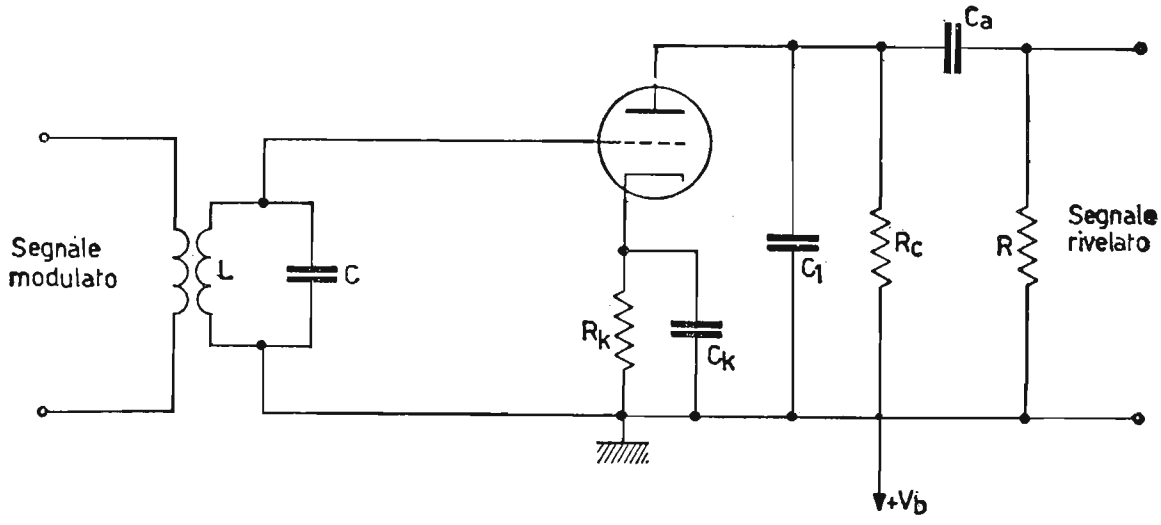


Fig. 269. – Rivelatore a triodo per caratteristica di placca.

La scelta di R_k elevato permette di impiegare per C_k un modesto valore: $0{,}25 \div 0{,}5\ \mu F$.

In questo circuito la rivelazione del segnale modulato avviene nel circuito di *placca*, anziché in quello di griglia come nel caso precedente.

Il rivelatore per caratteristica di placca è adatto a rivelare segnali *forti* ed ha il pregio di non caricare il circuito oscillante, posto in griglia fino a quando l'ampiezza del segnale applicato non fa raggiungere potenziali positivi alla griglia.

La fig. 270 rappresenta il funzionamento del circuito in discorso. Data la particolare polarizzazione (vicino al punto di interdizione), in presenza di segnale modulato in griglia, la corrente anodica corrispondente è formata da una successione di impulsi esattamente proporzionali all'ampiezza del

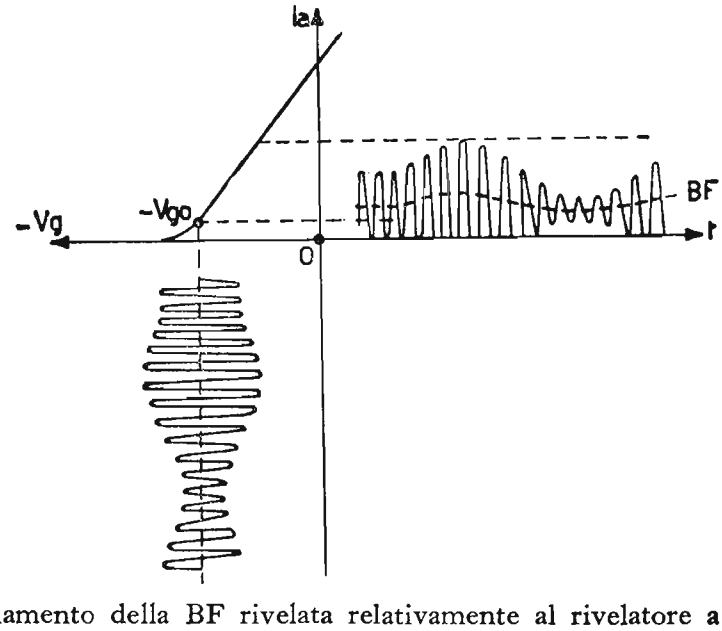


Fig. 270. – Andamento della BF rivelata relativamente al rivelatore a triodo per caratteristica di placca.

segnale modulato stesso. Ciascun impulso ammette un proprio valore medio, originando nell'insieme una componente di ampiezza variabile, esattamente proporzionale alla *BF* modulante. Mentre quest'ultima componente di corrente anodica, circolando attraverso R_c ne determina una *ddp*, disponibile come tensione rivelata (pronta per essere amplificata da uno stadio successivo amplificatore di *BF*), la componente di *AF* (portante) viene eliminata sia dalle capacità parassite nel circuito di placca, sia dal condensatore C_1 collegato, a questo scopo, fra placca e massa. Anche se la rivelazione con triodi: per caratteristica di griglia o per caratteristica di placca, ha il vantaggio di una sensibile amplificazione del segnale rivelato, rispetto a quella con diodo, nella stragrande maggioranza dei casi si preferisce la rivelazione a diodo, anzitutto per la semplicità del circuito, ed anche perché è possibile, con lo stesso circuito, ottenere più facilmente la tensione continua negativa per il già menzionato controllo automatico di guadagno (*CAG*).

3) Rivelazione con reazione. Rigenerazione. – Se applichiamo la reazione positiva ad un rivelatore per caratteristica di griglia, otteniamo la *rivelazione rigenerativa*. La reazione positiva applicata al circuito d'ingresso ha, infatti, lo scopo di compensare le perdite del circuito oscillante fino al limite *d'innesco delle oscillazioni*. Di conseguenza, il segnale modulato in arrivo manifesta ai capi del circuito oscillante una maggiore tensione indotta, dovuta ad un elevato fattore di merito del circuito oscillante stesso. Aumenta in questo modo la sensibilità del rivelatore.

La fig. 271 rappresenta lo schema di principio di questo tipo di rivelatore. In esso la reazione positiva viene ottenuta dall'accoppiamento induttivo fra l'induttanza L_r (bobina di reazione) e quella L_1 del circuito oscillante. Infatti, l'induttanza L_r è percorsa per effetto del gruppo di rivelazione, oltre che dalla componente di *BF* rivelata, anche da una componente (carica e scarica di *C* su *R*), avente la stessa frequenza dell'onda modulata d'ingresso.

La corrente di *AF* incontra nella bobina di reazione L_r un'elevata reattanza e, quindi, determina ai capi dell'induttanza stessa una *ddp* di *AF* di autoinduzione e ai capi di L_1 una *fem* di mutua induzione capace quest'ultima, se di opportuna fase, di compensare le perdite del circuito oscillante fino quasi ad annullarle completamente.

Il condensatore C_r evita che la corrente di *AF* possa circolare nel carico R_c. La corrente di *BF*, invece, senza subire apprezzabile attenuazione dall'induttanza L_r, giunge regolarmente in R_c, causando, ai suoi capi, la *ddp* di *BF* da inviare poi all'amplificatore di *BF*. Il rivelatore a reazione, mentre presenta il vantaggio di un'alta sensibilità in funzione dell'alta amplificazione del segnale rivelato, presenta diversi inconvenienti. Anzitutto la

compensazione quasi totale delle perdite nel circuito oscillante $L_1 C_1$ dà luogo ad una curva di selettività del circuito stesso, molto acuta, capace, cioè, di limitare se non eliminare buona parte delle bande laterali, che compongono il segnale ricevuto, per cui risulta una riproduzione della *BF* poco fedele. Inoltre, volendo ricevere più stazioni, ossia variando l'accordo del circuito $L_1 C_1$, bisogna variare continuamente, per un buon ascolto,

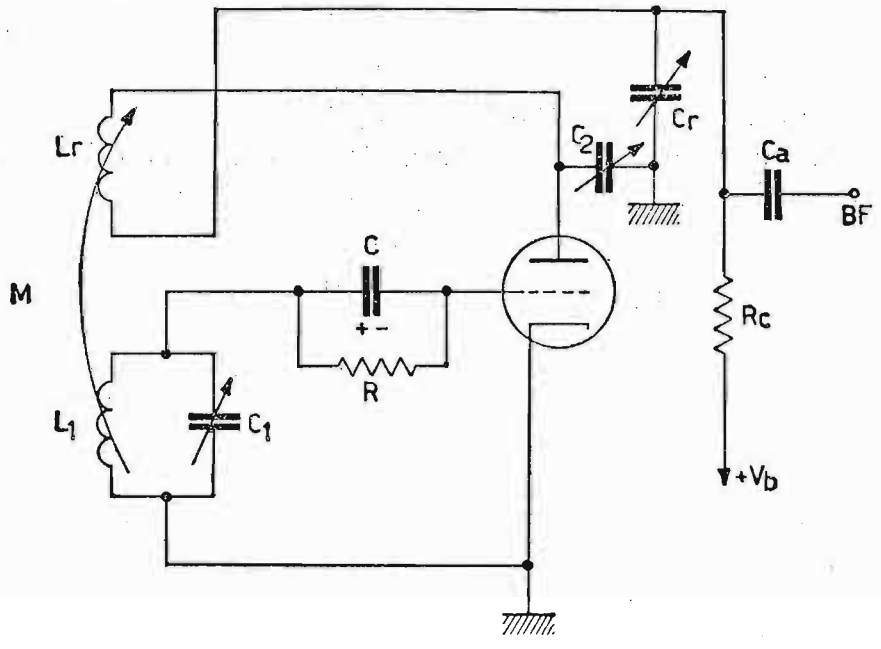


Fig. 271. – Circuito per la rivelazione con reazione.

il grado di reazione, in funzione anche alle diverse intensità del segnale ricevuto.

Per ottenere un diverso grado di ***reazione positiva***, si varia la corrente di *AF*, da inviare nella bobina L_r, mediante la variazione della reattanza del condensatore variabile C_2 collegato fra placca e massa.

Se si aumenta, infine, il grado di reazione, innescono le oscillazioni ed il circuito diventa un oscillatore autoeccitato (tipo Meissner), con segnale di *BF* ai capi del carico anodico R_c, disturbato da fischi dovuti a battimenti a frequenza acustica fra la frequenza in arrivo e la frequenza locale. Questo fenomeno può essere utilizzato, tuttavia, per la ricezione di segnali telegrafici, composti cioè di una *AF* manipolata da un tasto a ritmo di segnali Morse e, provocando per dissintonia del circuito $L_1 C_1$ la frequenza musicale rivelata più adatta all'ascolto.

79. Conversione di frequenza.

La conversione di frequenza è l'operazione atta a trasformare, di solito, la frequenza di un determinato segnale in una frequenza di *minore valore*.

Il sistema viene impiegato oggigiorno totalmente anche nei radioricevitori *AM* e *FM*, nei quali il segnale da convertire in frequenza è il *segnale in arrivo* dal trasmettitore modulato, ad esempio, in ampiezza e, quindi, provvisto oltre che dalla portante, anche da bande laterali: superiori ed inferiori. La nuova frequenza, ottenuta dal processo di conversione, viene denominata «*frequenza intermedia*» o «*media frequenza*». Nell'operazione di conversione avviene il solo cambiamento della frequenza dell'onda portante in una frequenza a *valore minore*, mentre restano *inalterate* nel nuovo segnale le differenze di frequenza, esistenti fra la portante e le bande laterali prima della conversione di frequenza. Ad es.: la frequenza portante del segnale in arrivo è di 1200 *KHz*, modulata da un segnale di *BF* di di 1000 *Hz*, esso è composto, allora, dalla frequenza portante di 1200 *KHz* e dalle rispettive bande laterali: inferiore 1199 *KHz* e superiore 1201 *KHz*.

Immaginiamo ora di trasformare, mediante l'operazione di conversione, la frequenza del segnale in arrivo a 500 *KHz*. Il nuovo segnale (frequenza intermedia) risulterà allora composto dalle seguenti frequenze: portante 500 *KHz*, banda laterale inferiore 499 *KHz* e banda laterale superiore 501 *KHz*. Come si può osservare, mentre è diminuita sensibilmente la frequenza dell'onda portante: da 1200 *KHz* a 500 *KHz*, è rimasta inalterata la differenza di frequenza fra la portante e ciascuna banda laterale. La conversione di frequenza viene ottenuta miscelando alla frequenza in arrivo una frequenza *prodotta localmente* da un oscillatore di *AF*. Il segnale risultante, la cui frequenza è la differenza algebrica della frequenza dei due segnali componenti, rappresenta la grandezza convertita.

80. **Tubi e circuiti per la conversione di frequenza.**

Prima di presentare i circuiti più comunemente impiegati, che realizzano la conversione di frequenza nei radioricevitori, vogliamo soffermarci brevemente ad illustrare il tubo convertitore. Esistono due tipi fondamentali di tubi convertitori: il triodo-eptodo ed il tubo pentagriglia. Esaminiamo successivamente le loro caratteristiche.

a) Il tubo triodo-eptodo.

Il triodo-eptodo è la valvola più comunemente impiegata per il processo di conversione di frequenza. Essa comprende due funzioni di valvola nello stessso bulbo, ossia: un triodo ed un eptodo. Il tubo convertitore in oggetto è rappresentato nella fig. 272.

Il triodo funziona da generatore autoeccitato locale e fornisce l'oscillazione stessa, tramite la *griglia di iniezione* alla sezione eptodo.

L'eptodo provvede alla *mescolazione* delle due frequenze: quella in

arrivo e quella locale. Infatti, esso è costituito da due griglie indipendenti G_1 e G_3 capaci entrambe di controllare la corrente anodica.

Mentre alla griglia G_1, che agisce in prossimità del catodo e, quindi, con maggiore efficacia sul controllo della corrente anodica, viene inviata la grandezza modulata proveniente dal trasmettitore; alla griglia G_3, più vicina all'anodo viene inviato il segnale di *AF* prodotto localmente di ampiezza costante e di maggiore intensità. Assieme le grandezze a frequenza diversa vengono amplificate dall'eptodo e come risultato nasce la

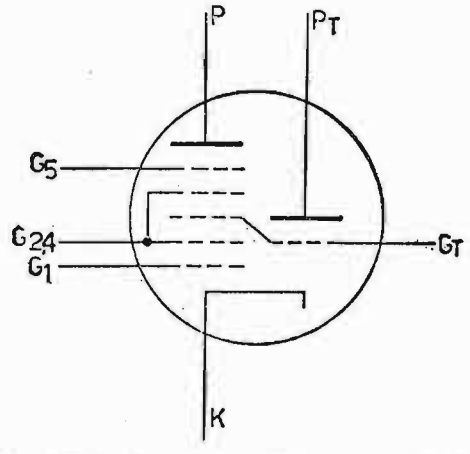


Fig. 272. – Valvola convertitrice con triodo-eptodo.

frequenza di battimento o « *media frequenza* », variabile in ampiezza esattamente come la frequenza del trasmettitore.

Immaginiamo che esse siano: f_1 la frequenza dell'oscillatore locale (ad ampiezza costante) ed f_2 la frequenza del segnale in arrivo e fissiamo, ad esempio, $f_1 > f_2$. La corrente anodica nella sezione eptodo del tubo convertitore è, allora, massima, quando entrambe le grandezze si trovano contemporaneamente con la semionda positiva in fase, è minima, invece, quando le due frequenze si trovano con la semionda negativa in fase. Ciò avviene con frequenza $f_1 - f_2$ volte al secondo ossia secondo il valore della frequenza intermedia. Tale valore è determinato da $f_i = f_1 - f_2$.

La frequenza intermedia risultante è quindi variabile in ampiezza a ritmo della frequenza modulante, che ha agito sulla portante f_1.

b) Convertitore con tubo eptodo o pentagriglia. – Il convertitore con tubo pentagriglia è anch'esso di frequente impiego. In esso fra catodo ed anodo sono sistemate cinque griglie così denominate partendo dal catodo verso l'anodo: griglia dell'oscillatore, anodo dell'oscillatore, prima griglia schermo, griglia del segnale *AF* in arrivo, seconda griglia schermo. In fig. 273 è rappresentato il tubo convertitore pentagriglia. Tranne la griglia costituente l'anodo dell'oscillatore, composta di due sole asticciole,

le altre griglie sono del tipo solito. Questo tipo di convertitore funziona egregiamente in onde lunghe e medie, mentre in onde corte, data la relativamente piccola differenza fra la frequenza dell'onda in arrivo e la frequenza locale, può succedere un *trascinamento* di frequenza dell'oscillatore

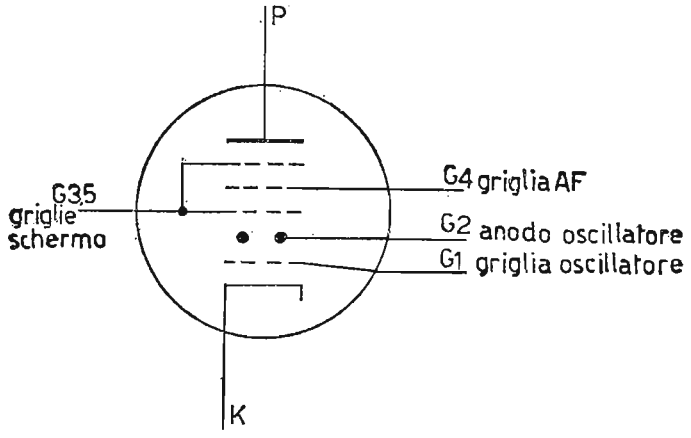


Fig. 273. – Valvola convertitrice a eptodo o pentagriglia.

locale con la frequenza in arrivo e, di conseguenza, è compromessa la frequenza intermedia di battimento.

A questo inconveniente si rimedia in parte riportando modifiche nel tubo pentagriglia ed utilizzando le griglie stesse in altro modo. In fig. 274 è disegnato il tubo convertitore pentagriglia modificato. Le griglie compo-

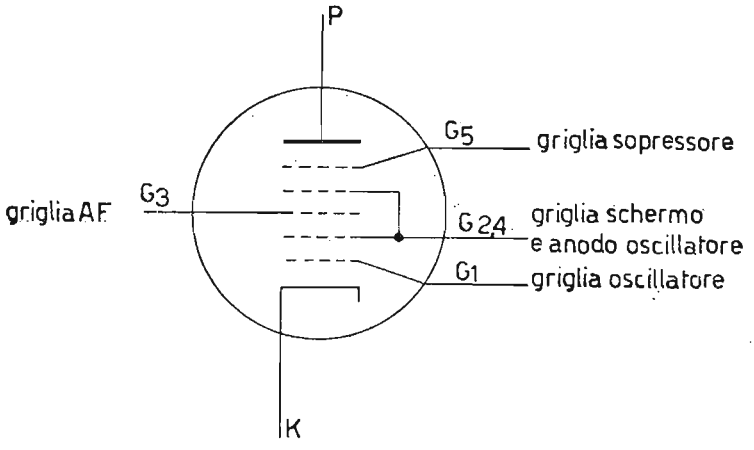


Fig. 274. – Valvola convertitrice a eptodo modificata rispetto quella di Fig. 273.

nenti (questa volta tutte uguali) vengono così utilizzate dal catodo all'anodo: griglia dell'oscillatore, prima griglia schermo, griglia del segnale *AF* in arrivo, seconda griglia schermo, griglia sopressore. La prima e la seconda griglia schermo funzionano contemporaneamente come anodo dell'oscillatore locale.

Oltre i 40 ÷ 60 *MHz* i due tipi di convertitori descritti nei capoversi

a e *b* non sono in grado di convertire la frequenza ricevuta, per cui si ricorre ad un doppio triodo, dei quali, uno funzionante da convertitore, eccitato dal segnale *AF* in arrivo, e, l'altro con collegamenti distinti, funzionante da oscillatore locale. Il miscelamento dell'oscillazione locale con quella in arrivo si può effettuare, ad esempio, mediante il collegamento fra la griglia dell'oscillatore e quella del triodo convertitore, con l'impiego di un piccolo condensatore da $1 \div 3pF$.

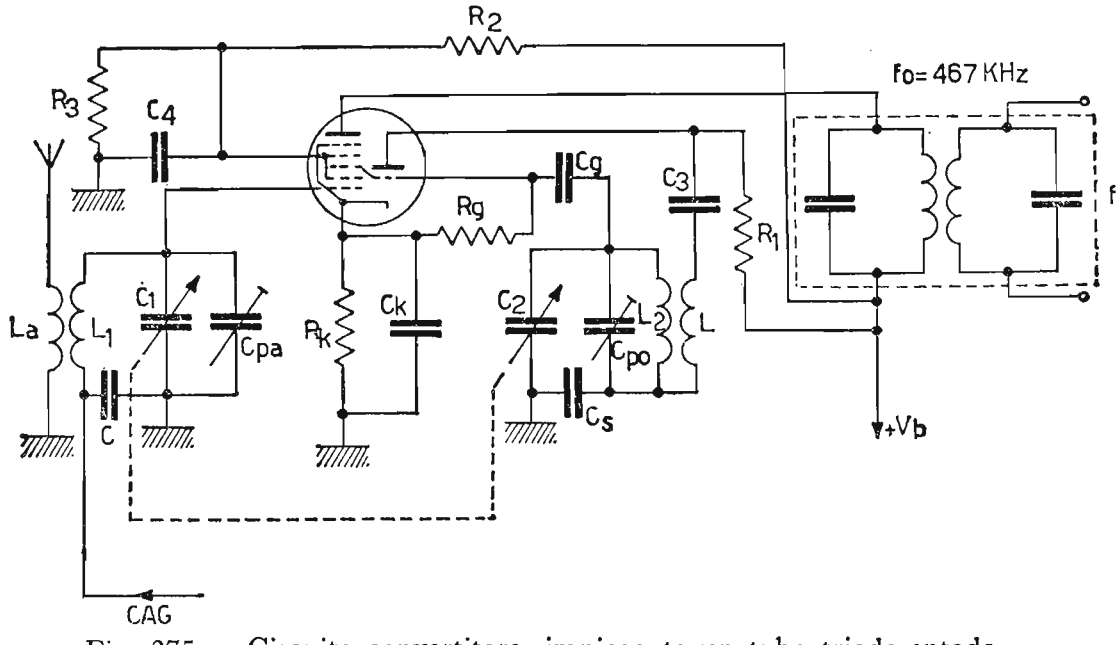


Fig. 275. – Circuito convertitore, impiegante un tubo triodo-eptodo.

c) Circuiti convertitori. – Lo schema di principio di un convertitore, impiegante un triodo-eptodo è rappresentato in fig. 275.

Nello schema è visibile anche *l'antenna ricevente*, la quale provvede ad inviare il segnale captato al circuito accordato L_1C_1. Tramite L_1C_1 il segnale ricevuto, modulato in ampiezza, giunge alla griglia G_1 della sezione eptodo. Contemporaneamente alla sezione eptodo giunge il segnale generato dall'oscillatore locale, mediante la griglia di iniezione G_3. L'oscillatore locale, previsto nello schema, è di tipo Meissner accordato in griglia. L'adozione di questo tipo di oscillatore non è vincolante, in quanto è ovvio che raggiunge lo scopo qualsiasi tipo di oscillatore, purché la sua frequenza generata sia quanto mai stabile.

I due segnali vengono miscelati nel tubo eptodo e sulla sua placca appare anche la frequenza di battimento o frequenza intermedia. Il circuito accordato in placca, costituente il carico anodico del tubo eptodo e denominato «*filtro di banda*», è sintonizzato sulla frequenza intermedia (f_i), per cui solo questa frequenza trova in esso una massima impedenza (resistenza dinamica Vol. 1° paragrafo 53). Le frequenze di valore diverso, che si origi-

nano in seguito alla mescolazione vengono eliminate dal circuito oscillante stesso (filtro di banda). La f_i varia in ampiezza a ritmo della modulante e dato che ha una frequenza superacustica, tale segnale deve essere di nuovo rivelato prima di giungere all'amplificatore di *BF* e, quindi, all'altoparlante.

Si definisce, infatti, conversione (o rivelazione) *eterodina*, quando il battimento ottenuto è direttamente la *BF* (es.: stazioni telegrafiche con *AF* manipolata da un tasto), mentre si definisce conversione (o rivelazione) *supereterodina*, quando il battimento ottenuto nella mescolazione è superacu-

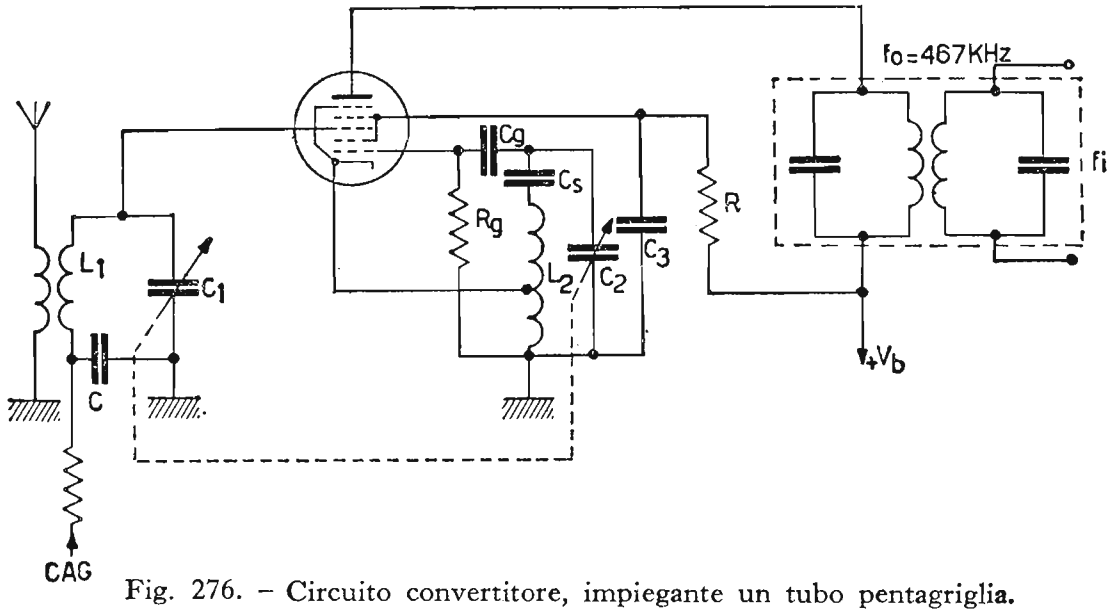


Fig. 276. – Circuito convertitore, impiegante un tubo pentagriglia.

stico e, quindi, per ottenere la *BF* occorre una successiva operazione di rivelazione. Nei radioricevitori attuali viene usato esclusivamente il sistema di conversione supereterodina.

I condensatori variabili C_1 e C_2 visibili in fig. 275 sono calettati sullo stesso asse ed hanno capacità minima e massima uguali. Essi provvedono a mantenere costantemente la differenza fra la frequenza dell'oscillatore locale e quella del segnale in arrivo, pari al valore della frequenza intermedia, (solitamente $f_i = 467\ KHz$) frequenza d'accordo dei circuiti a filtro di banda. In questo modo gli stadi, che seguono il circuito convertitore *lavorano a frequenza fissa*. In fig. 276 è rappresentato lo schema di un convertitore impiegante un tubo pentagriglia come quello di fig. 274. Questo convertitore è provvisto di un oscillatore locale di tipo *ECO*, mentre la G_3 funziona da griglia di *AF*. Il convertitore pentagriglia, mentre presenta lo *svantaggio* rispetto al triodo-eptodo di introdurre una maggiore quantità di fruscio nel segnale all'altoparlante, presenta il vantaggio di ottenere una maggiore pendenza di conversione (g_{mc}) e, quindi, maggiore amplificazione del segnale convertito. Anche per il convertitore penta-

griglia, la f_i ottenuta dall'operazione di mescolazione, qualunque sia la frequenza in arrivo, è di valore fisso e costante e mediamente vale $f_i = 467 KHz$. In fig. 277 i grafici relativi all'operazione di conversione di frequenza.

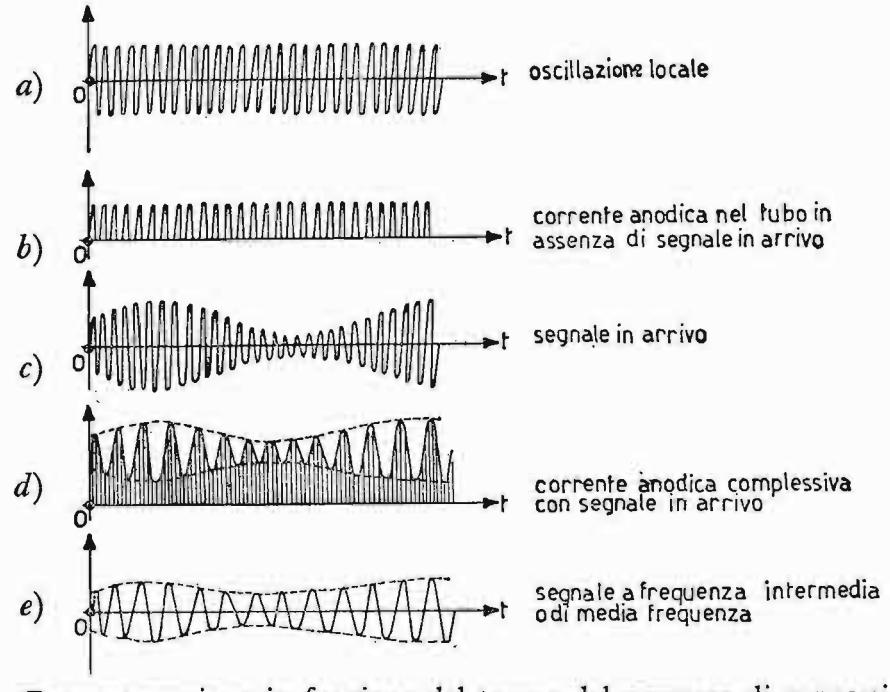


Fig. 277. – Rappresentazione in funzione del tempo del processo di conversione di frequenza: *a*) oscillazione locale; *b*) corrente anodica nel tubo in assenza di segnale in arrivo; *c*) segnale in arrivo; *d*) corrente anodica complessiva nel tubo in presenza del segnale in arrivo; *e*) segnale di battimento a frequenza intermedia o a media frequenza (f_I).

In *a*) è rappresentata l'oscillazione locale ad ampiezza e frequenza costanti; in *b*) è rappresentata la corrente anodica relativa in assenza del segnale in arrivo e per polarizzazione della griglia G_1 dell'oscillatore dovuta alla costante di tempo C_gR_g di autopolarizzazione per falla di griglia; in *c*) è rappresentato il segnale della stazione trasmittente, modulato in ampiezza e di intensità notevolmente inferiore a quella dell'oscillazione locale (qualche decina di μV rispetto a qualche volt dell'oscillatore locale); in *d*) è rappresentata la corrente anodica risultante dall'operazione di conversione; in *e*) viene rappresentato il segnale a frequenza intermedia (f_i), dovuto alla differenza algebrica delle due frequenze componenti e variabile in ampiezza a ritmo di *BF*.

81. Il radioricevitore supereterodina.

Nella radiodiffusione il trasmettitore irradia il segnale a *RF* modulato in ampiezza, mediante l'antenna trasmittente. Quest'ultima trasforma il segnale, dal quale è interessata, in onde elettromagnetiche. Le onde elettro-

magnetiche abbandonano via via l'antenna trasmittente e si propagano nello spazio alla velocità della luce (300.000 km/sec). Durante il loro tragitto esse investono le antenne dei radioricevitori, inducendo in loro una *fem* proporzionale al segnale del trasmettitore. Questo segnale indotto, di piccola entità (da $1 \div 50 \mu V$), entra nell'apparato radioricevente, per subire la dovuta amplificazione. Il radioricevitore, infatti, è costituito da un apparato elettronico capace di amplificare, rivelare e riprodurre con discreta fedeltà: le parole e la musica, che hanno modulato la portante del radiotrasmettitore. Naturalmente diverse sono le cause che agiscono in senso negativo sulla *fedeltà di riproduzione*. Esse possono dipendere sia dal radioricevitore: *rumorosità*, dovuta ad imperfetto filtraggio della componente di ronzio; *effetto granulare*, chiamato anche effetto *mitraglia* e, dovuto, nei tubi ad alto vuoto, all'incostanza della corrente anodica di riposo; *microfonicità*, dovuta a vibrazioni meccaniche, sia dei tubi, sia dei condensatori variabili, specialmente, quando i radioricevitori sono installati su mezzi mobili; sia dai disturbi atmosferici: *scariche elettriche o cattiva propagazione*. Il radioricevitore deve possedere tre importanti qualità:

— *sensibilità:* ossia l'attitudine ad amplificare al giusto livello un segnale di piccola entità;

— *selettività:* ossia l'attitudine a discriminare fra le varie onde elettromagnetiche, che investono l'antenna, quelle relative alla stazione, che si desidera ricevere, escludendo totalmente la ricezione di stazioni adiacenti in frequenza;

— *fedeltà:* ossia l'attitudine a riprodurre senza apprezzabile distorsione il segnale di *BF*, che ha modulato la portante. È però praticamente impossibile sfruttare al massimo queste tre qualità in quanto l'accuratezza di una qualità può sminuire l'efficenza dell'altra.

Ci si accontenta spesso di un compromesso.

82. Le parti fondamentali di un radioricevitore supereterodina.

Un radioricevitore supereterodina, prescindendo dall'alimentazione anodica, è costituito dalle seguenti parti fondamentali:

a) stadio preselettore;
b) stadio per la conversione di frequenza;
c) stadio per l'amplificazione della frequenza intermedia;
d) stadio per la rivelazione;
e) stadio per l'amplificazione della *BF*;
f) controllo automatico di guadagno (*CAG*);
g) indicatore di sintonia (o occhio magico).

La parte considerata alla lettera *g*) è di secondaria importanza e, per

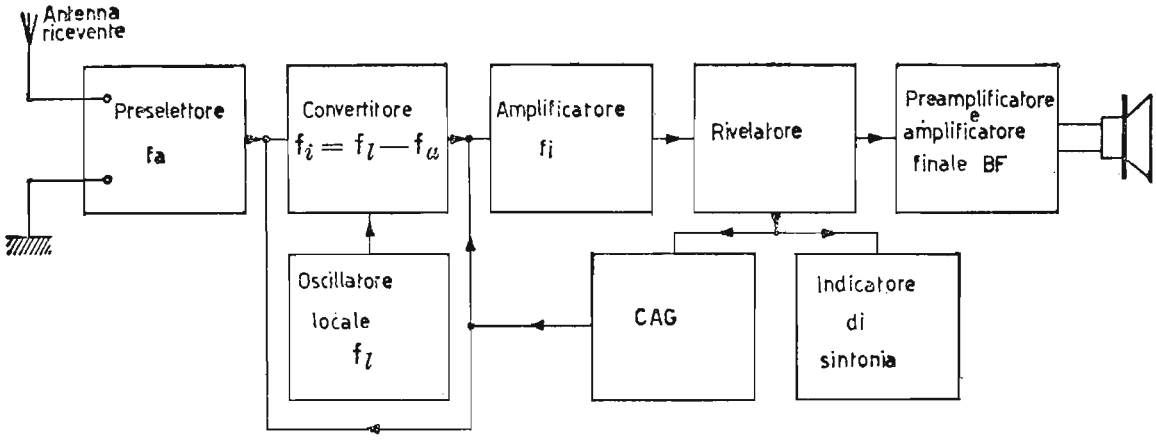


Fig. 278. – Schema a blocchi di un moderno radioricevitore supereterodina a modu'azione di ampiezza.

economia nella costruzione dei radioricevitori, essa può anche mancare. In fig. 278 è rappresentato lo schema a blocchi del radioricevitore supereterodina.

a) Stadio preselettore. – Lo stadio preselettore è costituito dal circuito risonante L_1C_1, accoppiato induttivamente al circuito d'antenna e capace di sintonizzarsi sulle frequenze, che si desiderano ricevere. In fig. 279, relativa al circuito convertitore, è visibile il circuito preselettore.

Il condensatore C collegato in serie al circuito oscillante L_1C_1 serve per il controllo automatico di guadagno (*CAG*) ed ha una capacità dell'ordine di $C = 50 \div 100nF$, equivalente praticamente ad un cortocircuito per la *RF*.

Il circuito preselettore o circuito d'ingresso dello stadio convertitore è

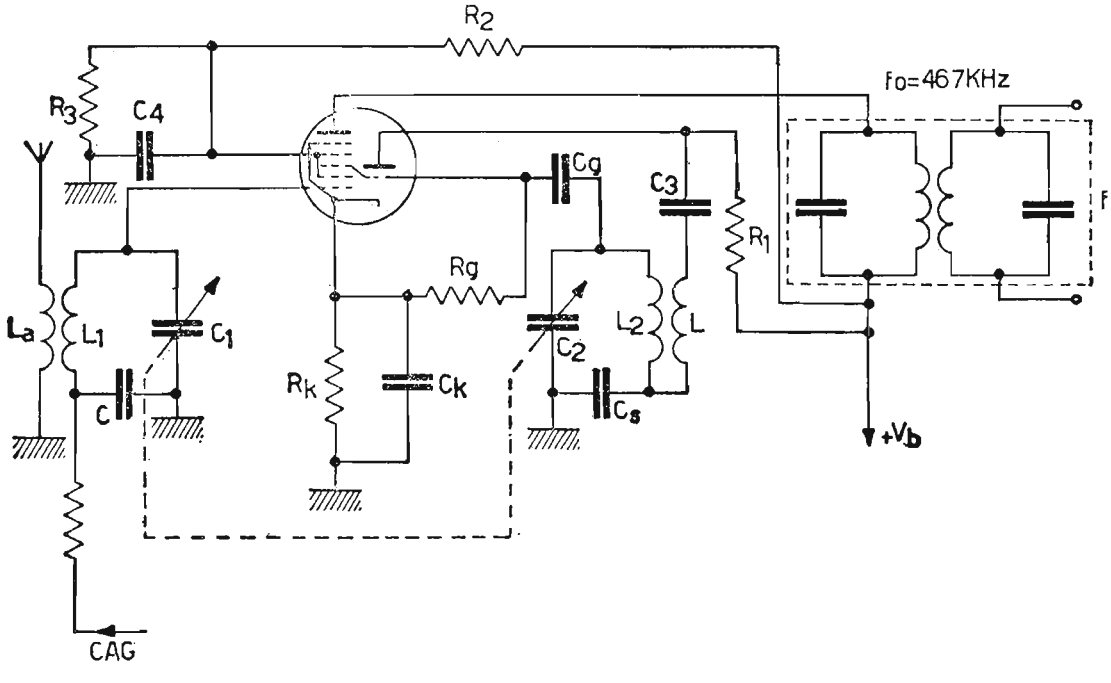


Fig. 279. – Circuito preselettore e stadio convertitore del radioricevitore AM.

provvisto di un elevato fattore di merito e, quindi, di buona selettività, capace di escludere dalla ricezione la cosiddetta «*frequenza immagine*». Supponiamo, infatti, che l'oscillatore locale generi una frequenza di 1000*KHz*.

Rispetto tale frequenza esistono due stazioni, la cui differenza algebrica fra la loro frequenza e quella locale fornisce la frequenza di battimento o frequenza intermedia (f_i) di 467*KHz*.

Tali frequenze valgono rispettivamente: 1467 *KHz* e 533 *KHz*. Infatti: 1467 *KHz* — 1000 *KHz* = 467 *KHz* e 1000 *KHz* — 533 *KHz* = 467 *KHz*.

Siccome l'oscillatore locale genera in onde medie (525 ÷ 1605 *KHz*) una frequenza maggiore di quella in arrivo del valore della f_i (come vedremo dettagliatamente nel caso *b*), l'unica frequenza da ricevere è quella di 533 *KHz*, mentre quella di 1467 *KHz*, presente sull'antenna e capace di essere regolarmente convertita in frequenza, se riesce a giungere sulla griglia controllo del miscelatore, deve essere eliminata. Provvede ad eliminarla il circuito preselettore L_1C_1, il quale, dato l'alto grado di selettività, si accorda solamente sulla frequenza di 533 *KHz*, scartando automaticamente la frequenza indesiderata di 1467 *KHz*, la quale differisce di $2f_i = 2 \cdot 467 = 934$ *KHz* dalla stazione ricevuta e viene denominata, per la sua particolarità, «*frequenza immagine*».

b) Stadio per la conversione di frequenza. – Lo stadio per la conversione di frequenza è rappresentato in fig. 279 con previsto un tubo triodo-eptodo. Mentre per quanto riguarda il funzionamento del circuito come convertitore rimandiamo al paragrafo 80 *c*), qui ci preoccuperemo della sola fase di calcolo e di allineamento.

Nel capoverso *a*) di questo paragrafo ci siamo preoccupati del circuito d'ingresso, ossia limitatamente ai componenti L_1C_1; vediamo ora cosa succede nell'insieme del circuito convertitore. Anzitutto i condensatori variabili C_1 e C_2 sono di regola uguali e variabili con comando unico. La differenza delle frequenze d'accordo fra i circuiti $L_1 C_1$ e $L_2 C_2$ è perciò data da $L_1 \neq L_2$ e precisamente: $L_1 > L_2$. I compensatori C_{pa} e C_{p0} (C_{pa} = compensatore circuito d'antenna; C_{p0} = compensatore circuito oscillatore) servono per piccoli ritocchi alla capacità complessiva, durante l'operazione di allineamento. Il condensatore C_s, chiamato *correttore a padding*, serve assieme al compensatore C_{p0} (*trimmer*) a rendere compatibile il comando unico fra i condensatori variabili d'antenna e dell'oscillatore locale, relativamente ad una differenza costante di frequenza pari alla f_i, fra l'oscillatore locale e la gamma d'ascolto.

Le gamme d'onda, di solito, previste in un radioricevitore sono:

— onde lunghe, da 150 *KHz* a 450 *KHz*;

— onde medie, da 525 *KHz* a 1605 *KHz*;

— onde corte, da 4 *MHz* a 30 *MHz*.

Supponiamo di ricevere le onde medie (525 ÷ 1605 KHz). La frequenza dell'oscillatore locale f_l (frequenza oscillatore locale) deve differire dalla frequenza in arrivo f_a (frequenza antenna) del valore della frequenza intermedia f_i. Se l'oscillatore locale genera una frequenza f_l tale da ottenere $f_l = f_a + f_i$ con ($f_i = 467\ KHz$), allorché si riceve la frequenza superiore delle onde medie $f_{a\ max} = 1605\ KHz$, l'oscillatore locale stesso deve generare una $f_{l\ max} = 2072\ KHz$; mentre se riceviamo la frequenza $f_{a\ min} = 525\ KHz$ l'oscillatore locale dovrà generare una $f_{l\ min} = 992\ KHz$.

Il rapporto delle frequenze ricevute vale:

$$\frac{f_{a\ max}}{f_{a\ min}} = \frac{1605\ KHz}{525\ KHz} = 3{,}05$$

mentre il rapporto frequenze dell'oscillatore locale vale:

$$\frac{f_{l\ max}}{f_{l\ min}} = \frac{2072\ KHz}{992\ KHz} \cong 2{,}09$$

Quest'ultimo rapporto è di circa una unità inferiore al rapporto frequenze in arrivo. Se l'oscillatore locale genera una frequenza f_l tale da ottenere $f_l = f_a - f_i$, sempre per $f_i = 467\ KHz$, allorché si riceve la frequenza limite superiore $f_a = 1605\ KHz$, l'oscillatore locale deve generare una $f_{l\ max} = 1138\ KHz$, mentre genererà $f_{l\ min} = 58\ KHz$ per $f_{a\ min} = 525\ KHz$. In queste condizioni, mentre il rapporto frequenze ricevute resta costante, pari a 3,05, il nuovo rapporto frequenze dell'oscillatore locale vale:

$$\frac{f_{l\ max}}{f_{l\ min}} = \frac{1138\ KHz}{58\ KHz} = 19{,}6.$$

Gli unici elementi variabili nei due circuiti oscillanti sono i condensatori C_1 e C_2. D'altronde la capacità di un condensatore è inversamente proporzionale alla frequenza, secondo l'espressione:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L\,C}}.$$

Deve, allora, verificarsi per i due casi estremi di frequenza, la condizione:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_{min}}} \qquad \text{e} \qquad f_{min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_{max}}}.$$

Stabilendo il quadrato del rapporto fra le frequenze, si ha:

$$\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 = \left(\frac{2\pi\sqrt{L \cdot C_{max}}}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{min}}}\right)^2 = \frac{C_{max}}{C_{min}} \text{ od anche } \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}}.$$

Quest'ultima espressione dimostra che il rapporto fra le frequenze estreme (*max* e *min*) coperte da un circuito oscillante, dipende dalla radice quadrata del rapporto fra le capacità massima e minima. Ad esempio, ad un rapporto 3 di frequenza deve corrispondere un rapporto 9 di capacità. Si costruiscono allo scopo due condensatori C_1 e C_2 uguali e variabili in passo, provvisti di capacità massima di $450pF$ e minima (o residua) di circa $10 \div 20pF$. Scegliendo per C_{min} un valore medio di $15\ pF$, il rapporto teorico di capacità, vale:

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{450\ pF}{15\ pF} = 30.$$

A diminuire detto rapporto teorico intervengono le capacità parassite, dovute ai collegamenti del condensatore al circuito, la capacità distribuita della bobina, la capacità griglia-catodo C_{gk} del tubo, la capacità esistente nel commutatore di gamma, ecc., per cui il reale rapporto di capacità diventa:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max} + C_p}{C_{min} + C_p}},$$

TABELLA N. 5. - *Prospetto delle frequenze ricevute dal circuito d'antenna e generate dall'oscillatore locale nel campo delle onde medie*

Circuito d'antenna, segnale in arrivo	Oscillatore locale— frequenze generate	
	se: $f_l = f_a + f_i$	se: $f_l = f_a - f_i$
$f_{a\,max} = 1605\ KHz$ $f_{a\,min} = 525\ KHz$	$f_{l\,max} = 2072\ KHz$ $f_{l\,min} = 992\ KHz$	$f_{l\,max} = 1138\ KHz$ $f_{l\,min} = 58\ KHz$
$\frac{f_{a\,max}}{f_{a\,min}} = 3{,}05$	$\frac{f_{l\,max}}{f_{l\,min}} \cong 2{,}09$	$\frac{f_{l\,max}}{f_{l\,min}} = 19{,}6$
$\frac{C_{1\,max}}{C_{1\,min}} \cong 9{,}3$	$\frac{C_{2\,max}}{C_{2\,min}} \cong 4{,}37$	$\frac{C_{2\,max}}{C_{2\,min}} = 384{,}16$

intendendo per C_p le capacità parassite globali. Riassumiamo nella tabella n. 5 la situazione nel circuito convertitore, relativamente alle onde medie in arrivo, alle corrispondenti frequenze che deve generare l'oscillatore locale: in più o in meno del valore $f_i = 467$ *KHz*, infine i rapporti frequenze e i corrispondenti rapporti capacità.

Si può subito notare la sostanziale differenza nel rapporto frequenze e, quindi, nel rapporto capacità, esistente nei casi, in cui $f_l = f_a + f_i$ ed $f_l = f_a - f_i$. Non essendo ovviamente possibile una variazione di capacità di 384,16, si sceglie a priori la condizione $f_l = f_a + f_i$, cui corrisponde un rapporto capacità di 4,37, più facilmente realizzabile.

CIRCUITO D'ANTENNA. – Per quanto riguarda il circuito d'antenna deve verificarsi un rapporto capacità di 9,3. Tale rapporto è facilmente ottenibile e, vale:

$$\frac{C_{1\,max} + C_p}{C_{1\,min} + C_p} = 9{,}3, \quad \text{ossia} \quad \frac{450\,pF + C_p}{15\,pF + C_p} = 9{,}3$$

Le capacità parassite dovranno, allora, contenersi in un massimo di:

$$450 \cdot 10^{-12} + C_p = 139{,}5 \cdot 10^{-12} + 9{,}3\,C_p,$$

$$(450 - 139{,}5) \cdot 10^{-12} = 9{,}3\,C_p - C_p,$$

$$C_p\,(9{,}3 - 1) = 310{,}5 \cdot 10^{-12},$$

$$C_p = \frac{310{,}5}{8{,}3} \cdot 10^{-12} = 37{,}5 \cdot 10^{-12}\,F = 37{,}5\,pF.$$

Il valore esatto $C_p = 37{,}5\,pF$ è poi ottenibile nella fase di allineamento, agendo anche sul compensatore C_{pa}, il quale si aggiunge alle capacità parassite e varia mediamente da $5 \div 30pF$. Siamo riusciti ad ottenere una $C_{min} = 52{,}5\,pF$ $(15 + 37{,}5)$ e una $C_{max} = 487{,}5\,pF$ $(450 + 37{,}5)$, tali che il loro rapporto vale:

$$\frac{C_{1\,max}}{C_{1\,min}} = \frac{487{,}5\ pF}{52{,}5\ pF} \cong 9{,}3$$

L'intero campo delle onde medie (525 *KHz* $\div$ 1605 *KHz*) può venire coperto da un'induttanza di:

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2{}_{a\,max} \cdot C_{min}} = \frac{1}{\omega^2{}_{a\,min} \cdot C_{max}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1605^2 \cdot 10^6 \cdot 52{,}5 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 525^2 \cdot 10^6 \cdot 487{,}5 \cdot 10^{-12}} \cong 188\ \mu\,H$$

Oscillatore locale. – Per quanto riguarda l'oscillatore locale, deve verificarsi un rapporto frequenze di circa 2,09, cui corrisponde un rapporto capacità di 4,37. Ciò non è possibile ottenere se non apportando alcune modifiche al circuito oscillante $L_2 C_2$.

Una prima soluzione sarebbe quella di sagomare opportunamente le superfici del condensatore variabile dell'oscillatore locale, in modo da soddisfare per tutta la gamma di frequenze ricevute, la condizione:

$$\frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} - \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = 2\pi f_i \quad (\text{con } f_i = 467\ KHz).$$

Purtroppo la fabbricazione di condensatori come questi è costosa, non solo, ma essi si adattano per una sola gamma d'ascolto, per cui per ricevere più gamme occorrerebbero diversi condensatori sagomati opportunamente. La soluzione migliore è quella già prospettata, cioè l'impiego di due condensatori C_1 e C_2 *uguali e variabili in passo*. Per comodità li chiameremo C_v (capacità variabile). A correggere la variazione di C_v dell'oscillatore locale si ricorre a due condensatori ausiliari:

C_{p0}: sistemato in parallelo all'induttanza L_2 e denominato « *trimmer* »;
C_s: sistemato in serie al circuito oscillante denominato « *padding* ».

Mentre il primo è un compensatore di poche decine di *pF*, il secondo è un condensatore fisso.

Entrambi i valori, assieme a quello dell'induttanza L_2 verranno di seguito calcolati. Con i tre condensatori C_v, C_{p0} e C_s possiamo imporre durante l'operazione di allineamento, in tre punti della gamma ricevuta, una perfetta differenza di 467 *KHz* fra la frequenza dell'oscillatore locale e la frequenza in arrivo. In fig. 280 sono rappresentati in *a*) i circuiti d'antenna e dell'oscillatore locale, opportunamente corretti. Sono in evidenza anche le capacità parassite C'_p per il circuito d'antenna e C_p per l'oscillatore locale le quali capacità di regola si ritengono di eguale valore; in *b*) è rappresentata a tratto unito la gamma delle onde medie ricevute, sopra la quale, abbassata di 467 *KHz* è riportata tratteggiata la gamma generata dall'oscillatore locale. Se la differenza di frequenze si mantenesse costantemente uguale alla f_i, i due segmenti sarebbero *sovrapposti*. Purtroppo la linea tratteggiata interseca il segmento a tratto unito solamente in tre punti, relativi alle frequenze f_1, f_2 e f_3 imposte mediante gli elementi correttori. Si può notare, nella curva tratteggiata dell'oscillatore locale, un *disallineamento* in difetto o in eccesso per le frequenze diverse da quelle di allineamento. Questo disallineamento ci fornisce una f_i leggermente diversa di 467*KHz*

e precisamente: in meno da f_1 ad f_2 e da f_3 a f_{max}, in più da f_{min} a f_1 e da f_2 a f_3.

Il Δf che si origina ci conduce a lavorare in un punto spostato sul fianco della curva di selettività del circuito di media frequenza, con il rischio, se il Δf è abbastanza grande: 5 ÷ 10 K*Hz* di eliminare, da parte dei cir-

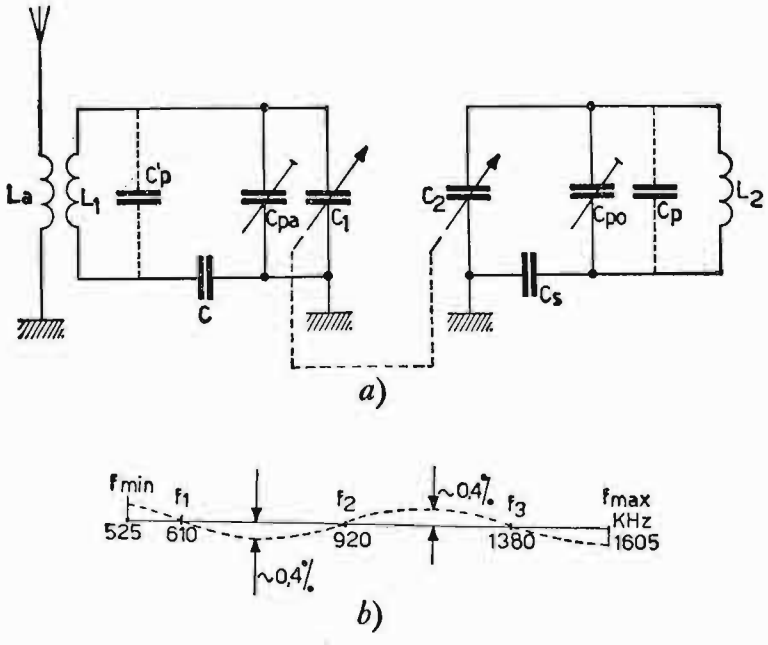


Fig. 280. – *a*) Circuito d'antenna e dell'oscillatore locale compensati per il migliore allineamento; *b*) frequenze da imporre e grafici relativi per il migliore allineamento del radioricevitore supereterodina.

cuiti a filtro di banda, l'ascolto del battimento ottenuto nel processo di conversione relativamente a qualche stazione trasmittente. L'esperienza ci ha dimostrato che il minore disallineamento, dell'ordine dello 0,4% massimo (circa 1,828 *KHz* in più o in meno rispetto 467 *KHz*) si può ottenere, imponendo per f_1, f_2, f_3 le seguenti frequenze:

$$\frac{f_1}{f_{min}} = \frac{f_{max}}{f_3} = 1{,}16 \quad \text{ed} \quad f_2 = \sqrt{f_{max} \cdot f_{min}}$$

ossia:

$$f_1 = f_{min} \cdot 1{,}16 = 525 \cdot 10^3 \cdot 1{,}16 \cong 610\ KHz$$

$$f_2 = \sqrt{f_{max} \cdot f_{min}} = \sqrt{1605 \cdot 525 \cdot 10^6} \cong 920\ KHz$$

$$f_3 = \frac{f_{max}}{1{,}16} = \frac{1605 \cdot 10^3}{1{,}16} \cong 1380\ KHz$$

La capacità complessiva C in parallelo all'induttanza dell'oscillatore locale

L_2, indicando con $a = C_p + C_{p0}$, e C_v i condensatori $C_1 = C_2$, vale:

$$C = a + \frac{C_s \cdot C_v}{C_s + C_v}$$

per cui per le tre frequenze in arrivo f_1, f_2, f_3 l'oscillatore locale deve generare le frequenze:

1) $$(f_1 + f_i) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \cdot \left(a + \frac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v}\right)}};$$

2) $$(f_2 + f_i) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \cdot \left(a + \frac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v}\right)}};$$

3) $$(f_3 + f_i) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \cdot \left(a + \frac{C_s \cdot C'''_v}{C_s + C'''_v}\right)}}$$

i valori C'_v, C''_v e C'''_v sono rispettivamente quelli che il condensatore C_v (uguale per entrambi i circuiti accordati) assume per le tre frequenze f_1, f_2, f_3. Contemporaneamente il circuito d'antenna deve sintonizzarsi successivamente sulle frequenze (indicando con $a' = C'_p + C_{pa}$):

1') $$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \cdot (a' + C'_v)}};$$

2') $$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \cdot (a' + C''_v)}};$$

3') $$f_3 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \cdot (a' + C'''_v)}}.$$

I componenti incogniti del circuito dell'oscillatore locale sono: a, C_s ed L_2; mentre sono noti sia le frequenze di taratura sia i valori che il condensatore C_v assume in corrispondenza ad f_1, f_2, f_3. Questi valori di C_v valgono rispettivamente:

per $f_1 = 610$ *KHz*:

$$C'_v = \frac{1}{\omega^2{}_1 \cdot L_1} - a' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 610^2 \cdot 10^6 \cdot 188 \cdot 10^{-6}} - 37{,}5 \cdot 10^{-12} \cong 325{,}5\ Fp$$

per $f_2 = 920\ KHz$:

$$C''_v = \frac{1}{\omega^2{}_2 \cdot L_1} - a' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 920^2 \cdot 10^6 \cdot 188 \cdot 10^{-6}} - 37{,}5 \cdot 10^{-12} \cong 122{,}5\ pF$$

per $f_3 = 1380\ KHz$:

$$C'''_v = \frac{1}{\omega^2{}_3 \cdot L_1} - a' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1380^2 \cdot 10^6 \cdot 188 \cdot 10^{-6}} - 37{,}5 \cdot 10^{-12} \cong 33{,}5\ pF$$

Calcolo dei componenti incogniti: a, C_s, L_2. – Per il calcolo dei componenti, bisogna dividere ciascuna frequenza del circuito d'antenna con la corrispondente frequenza, maggiorata di f_i, dell'oscillatore locale, ottenendo tre nuove equazioni, ossia:

$$\left(\frac{f_1}{f_1 + f_i}\right)^2 = \frac{L_2 \cdot \left(a + \dfrac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v}\right)}{L_1 \cdot (a' + C'_v)},$$

da cui:

$$4) \qquad \frac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v} + a = \frac{L_1}{L_2} \cdot (a' + C'_v) \cdot \left(\frac{f_1}{f_1 + f_i}\right)^2 = \frac{L_1}{L_2} \cdot X;$$

$$\left(\frac{f_2}{f_2 + f_i}\right)^2 = \frac{L_2 \cdot \left(a + \dfrac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v}\right)}{L_1 \cdot (a' + C''_v)},$$

da cui:

$$5) \qquad \frac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v} + a = \frac{L_1}{L_2} (a' + C''_v) \cdot \left(\frac{f_2}{f_2 + f_i}\right)^2 = \frac{L_1}{L_2} \cdot Y;$$

$$\left(\frac{f_3}{f_3 + f_i}\right)^2 = \frac{L_2 \cdot \left(a + \dfrac{C_s \cdot C'''_v}{C_s + C'''_v}\right)}{L_1 \cdot (a' + C'''_v)},$$

da cui:

$$6) \qquad \frac{C_s \cdot C'''_v}{C_s + C'''_v} + a = \frac{L_1}{L_2}(a' + C'''_v) \cdot \left(\frac{f_3}{f_3 + f_i}\right)^2 = \frac{L_1}{L_2} \cdot Z$$

Le equazioni 4), 5) e 6) ci forniscono per i valori X, Y, Z i seguenti risultati:

$$7) \qquad X = (a' + C'_v) \cdot \left(\frac{f_1}{f_1 + f_i}\right)^2;$$

$$8) \qquad Y = (a' + C''_v) \cdot \left(\frac{f_2}{f_2 + f_i}\right)^2;$$

$$9) \qquad Z = (a' + C'''_v) \cdot \left(\frac{f_3}{f_3 + f_i}\right)^2.$$

Per ricavare, infine, le espressioni dei componenti C_s, L_2, a basta sottrarre dalla 4) la 5); dalla 5) la 6) e fare il rapporto fra queste due nuove espressioni, ottenendo successivamente:

$$\frac{a + \dfrac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v} - \left(a + \dfrac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v}\right)}{a + \dfrac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v} - \left(a + \dfrac{C_s \cdot C'''_v}{C_s + C'''_v}\right)} = \frac{X\dfrac{L_1}{L_2} - Y\dfrac{L_1}{L_2}}{Y\dfrac{L_1}{L_2} - Z\dfrac{L_1}{L_2}}$$

semplificando si ha:

$$\frac{\dfrac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v} - \dfrac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v}}{\dfrac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v} - \dfrac{C_s \cdot C'''_v}{C_s + C'''_v}} = \frac{X - Y}{Y - Z} = K$$

riducendo allo stesso denominatore e semplificando le espressioni, si ha:

$$\frac{(C^2_s C'_v - C^2_s C''_v) \cdot (C_s + C'''_v)}{(C^2_s C''_v - C^2_s C'''_v) \cdot (C_s + C'_v)} = K,$$

ossia:

$$\frac{C^3_s C'_v + C^2_s C'_v C'''_v - C^3_s C''_v - C^2_s C''_v C'''_v}{C^3_s C''_v + C^2_s C'_v C''_v - C^3_s C'''_v - C^2_s C'_v C'''_v} = K$$

dividendo numeratore e denominatore del primo membro per C_s e, raccogliendo a fattor comune, si ha:

$$\frac{C_s \cdot (C'_v - C''_v) + C'''_v (C'_v - C''_v)}{C_s \cdot (C''_v - C'''_v) + C'_v \cdot (C''_v - C'''_v)} = K$$

portando i termini contenenti C_s al primo membro, si ha:

$$C_s [(C'_v - C''_v) - K (C''_v - C'''_v)] = KC'_v (C''_v - C'''_v) - C'''_v (C'_v - C''_v)$$

da cui si ricava:

$$10) \qquad C_s = \frac{KC'_v (C''_v - C'''_v) - C'''_v (C'_v - C''_v)}{(C'_v - C''_v) - K (C''_v - C'''_v)} \quad \text{farad}$$

Per ricavare il termine L_2 si eguagliano in a, ad esempio, la 4) e la 5), ottenendo:

$$\begin{cases} a = X \dfrac{L_1}{L_2} - \dfrac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v} \\ a = Y \dfrac{L_1}{L_2} - \dfrac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v} \end{cases}$$

Eguagliando fra di loro i secondi membri, si ha:

$$X \cdot \frac{L_1}{L_2} - \frac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v} = Y \frac{L_1}{L_2} - \frac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v}.$$

Separando i rapporti induttanze dai rapporti capacità, si ottiene:

$$X \cdot \frac{L_1}{L_2} - Y \frac{L_1}{L_2} = \frac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v} - \frac{C_s \cdot C''_v}{C_s + C''_v}$$

$$\frac{L_1}{L_2} (X - Y) = \frac{C_s C'_v \cdot (C_s + C''_v) - C_s C''_v (C_s + C'_v)}{(C_s + C'_v) \cdot (C_s + C''_v)}$$

ed infine:

$$11) \qquad L_2 = L_1 \frac{(X - Y) \cdot (C_s + C'_v) \cdot (C_s + C''_v)}{C_s C'_v (C_s + C''_v) - C_s C''_v (C_s + C'_v)} \quad \text{henry}$$

Il termine a vale semplicemente:

12) $$a = C_p + C_{p0} = X \frac{L_1}{L_2} - \frac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v},$$

dalla quale si ricava il condensatore trimmer C_{p0}:

13) $$C_{p0} = a - C_p.$$

Mediante le espressioni ricavate, determiniamo di seguito il valore dei componenti C_s, L_2 e C_{p0} dell'oscillatore locale. Dalle espressioni 7), 8), 9), si ha:

$$X = (a' + C'_v) \cdot \left(\frac{f_1}{f_1 + f_i}\right)^2 = 363 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{610 \cdot 10^3}{1077 \cdot 10^3}\right)^2 \cong 116{,}27\ pF$$

$$Y = (a' + C''_v) \cdot \left(\frac{f_2}{f_2 + f_i}\right)^2 = 160 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{920 \cdot 10^3}{1387 \cdot 10^3}\right)^2 \cong 70{,}33\ pF$$

$$\bar{Z} = (a' + C'''_v) \cdot \left(\frac{f_3}{f_3 + f_i}\right)^2 = 71 \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{1380 \cdot 10^3}{1847 \cdot 10^3}\right)^2 \cong 39{,}7\ pF$$

Il valore del termine K è:

$$K = \frac{X - Y}{Y - Z} = \frac{(116{,}27 - 70{,}33)\ pF}{(70{,}33 - 39{,}7)\ pF} = \frac{45{,}94 \cdot pF}{30{,}63\ pF} \cong 1{,}5.$$

Si avrà, allora:

$$C_s = \frac{K C'_v (C''_v - C'''_v) - C'''_v (C'_v - C''_v)}{(C'_v - C''_v) - K (C''_v - C'''_v)} =$$

$$= \frac{1{,}5 \cdot 325{,}5\ (122{,}5 - 33{,}5) - 33{,}5\ (325{,}5 - 122{,}5)}{(325{,}5 - 122{,}5) - 1{,}5\ (122{,}5 - 33{,}5)} \cdot 10^{-12} =$$

$$= \frac{487{,}35 \cdot 89 - 33{,}5 \cdot 203}{203 - 1{,}5 \cdot 89} \cdot 10^{-12} = \frac{36574{,}1}{69{,}5} \cdot 10^{-12} \cong 526\ pF$$

$$L_2 = L_1 \frac{(X - Y) \cdot (C_s + C'_v) \cdot (C_s + C''_v)}{C_s C'_v \cdot (C_s + C''_v) - C_s C''_v \cdot (C_s + C'_v)} =$$

$$= 188 \cdot 10^{-6} \frac{(116{,}27 - 70{,}33) \cdot (526 + 325{,}5) \cdot (526 + 122{,}5)}{526 \cdot 325{,}5 \cdot (526 + 122{,}5) - 526 \cdot 122{,}5 \cdot (526 + 325{,}5)} =$$

$$= 188 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}45 \cong 84{,}5 \cdot 10^{-6}\, H = 84{,}5\ \mu H$$

$$a = C_p + C_{p0} = X \frac{L_1}{L_2} - \frac{C_s \cdot C'_v}{C_s + C'_v} = 116{,}27 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{188}{84{,}5} -$$

$$- \frac{526 \cdot 325{,}5 \cdot 10^{-24}}{526 + 325{,}5 \cdot 10^{-12}} = 261{,}6 \cdot 10^{-12} - 200 \cdot 10^{-12} = 61{,}6 \cdot 10^{-12}\, F = 61{,}6\ pF$$

Infine supponendo per C_p il valore equivalente al circuito d'antenna, ossia $C_p = 37{,}5\, pF$, si ha:

$$C_{p0} = a - C_p = 61{,}6 \cdot 10^{-12} - 37{,}5 \cdot 10^{-12} = 24{,}1 \cdot 10^{-12}\, F = 24{,}1\, pF.$$

Il condensatore C_{p0}, come quello C_{pa}, è costituito da un compensatore variabile mediamente da $5 \div 30\, pF$, capace di assumere, durante l'operazione di allineamento, il valore che gli compete. Per imporre la frequenza $(f_1 + f_i)$ all'oscillatore locale, se il C_s è leggermente diverso da $526\, pF$, oppure se elementi parassiti ne modificano il valore, siccome il C_s è un condensatore fisso, si agisce sul nucleo ferromagnetico della bobina L_2 fino ad ottenere l'esatta frequenza di allineamento.

c) Stadio per l'amplificazione della frequenza intermedia. – Lo stadio amplificatore a frequenza intermedia costituisce uno dei maggiori vantaggi del radioricevitore supereterodina. Infatti, esso permette un elevato grado di *sensibilità* e *selettività*, dovute ad una elevata amplificazione della f_i. I ricevitori di tipo commerciale sono costituiti, di solito, da un solo stadio amplificatore a f_i, impiegante un pentodo ad elevata amplificazione e a *transconduttanza variabile*, mentre per i ricevitori professionali, si impiegano, per aumentare sensibilità e selettività, due o più stadi amplificatori della f_i. Lo schema di fig. 281 rappresenta l'amplificatore a f_i impiegato nei radioricevitori. Esso segue immediatamente il circuito convertitore. Infatti, il segnale per la sua eccitazione proviene dal secondario del circuito a filtro di banda che costituisce il carico anodico dello stadio convertitore. Come si può notare, questo circuito è già stato ampiamente trattato nel cap. IX paragrafo 57.

Ripetiamo solamente, in questa sede, che la banda passante prevista per questo amplificatore, deve essere di 9 *KHz* per contenere senza apprezzabile attenuazione, fino alla massima frequenza modulante di 4,5 *KHz*.

Per ottenere questo risultato i circuiti accordati di media frequenza, sintonizzati cioè a 467 *KHz*, sono accoppiati leggermente oltre il coefficiente K_c, permettendo di ottenere praticamente, la curva tratteggiata di fig. 185. Se la curva di selettività è più acuta (accoppiamento minore o uguale a K_c), aumenta il guadagno e quindi aumentano sensibilità e selettività, ma diminuisce contemporaneamente la fedeltà di riproduzione della *BF*, in quanto

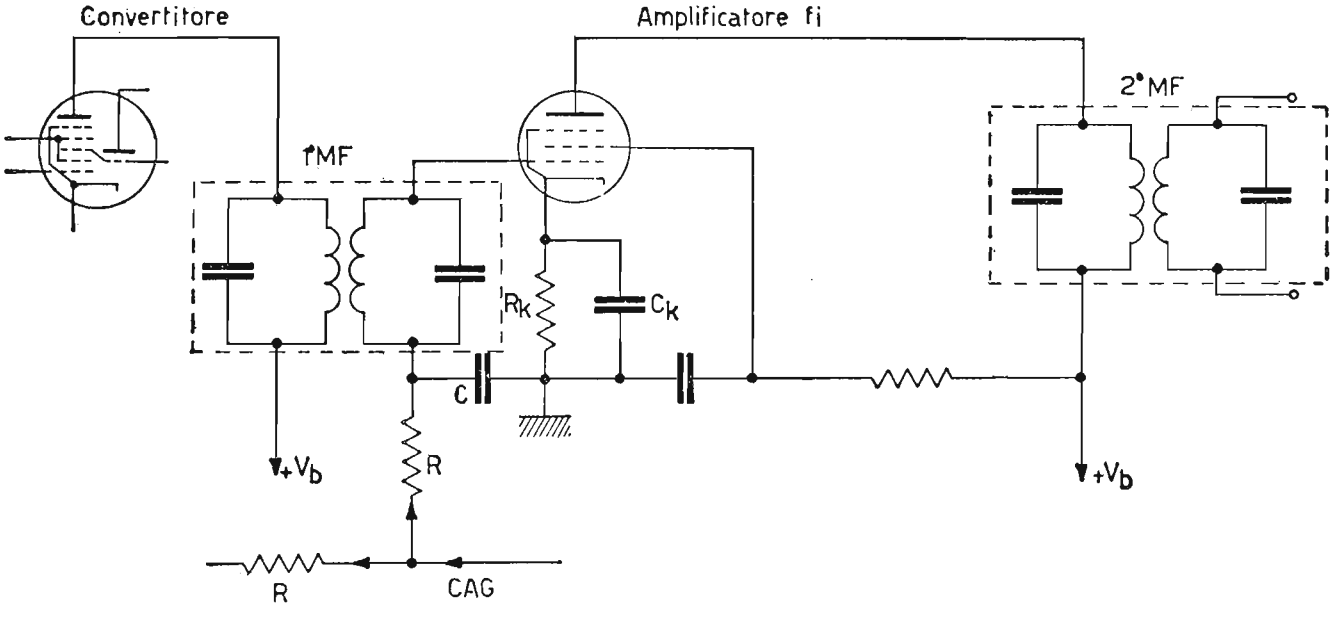


Fig. 281. – Circuito amplificatore della frequenza intermedia, impiegante un pentodo a pendenza variabile.

vengono di molto attenuate se non eliminate le più alte delle frequenze modulanti.

Selettività e fedeltà sono perciò elementi contrastanti. D'altronde, se l'aumentata fedeltà porta una diminuzione dell'amplificazione dello stadio e quindi della sensibilità (dato che i circuiti oscillanti sono accoppiati oltre il K_c) per ovviare basta impiegare come amplificatore a f_i un pentodo con maggiore amplificazione. I componenti *R* e *C* previsti nel circuito di fig. 281 servono per il controllo automatico di guadagno (*C. A. G.*).

d) Stadio per la rivelazione. – Lo stadio rivelatore, costituente il secondo rivelatore del radioricevitore supereterodina, impiega universalmente un diodo situato nella stessa ampolla del triodo preamplificatore di *BF*. Il tubo impiegato è, infatti, un doppio diodo-triodo. Lo scopo di questo stadio è quello di eliminare sia la semionda negativa del segnale a frequenza intermedia modulata in ampiezza, sia la componente a f_i che fa da supporto alla *BF*.

In fig. 282 è riportato lo schema dello stadio rivelatore di più frequente impiego nei radioricevitori. Il gruppo *RC* costituisce *la costante di tempo*

di rivelazione, la quale per i radioricevitori, come abbiamo già ampiamente trattato nel paragrafo 78 *a*) vale mediamente $RC = 50\ \mu sec$. Per il circuito in discorso, bisogna tener conto nel calcolo della resistenza di rivelazione, anche della R' dato che essa si trova praticamente in parallelo alla R. Il secondo diodo che appare scollegato servirà, come vedremo, per il *CAG*.

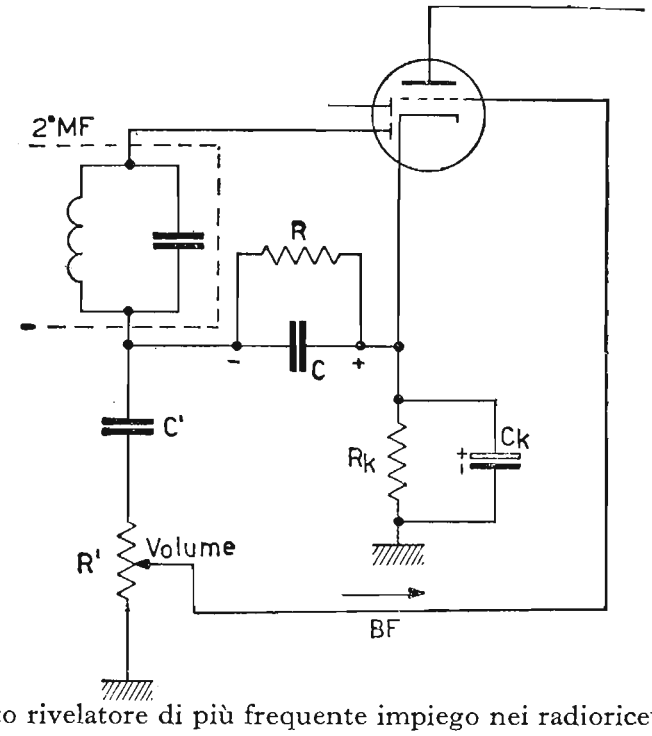


Fig. 282. – Circuito rivelatore di più frequente impiego nei radioricevitori supereterodina.

Il condensatore C' serve a bloccare la componente continua ed il potenziometro R' (logaritmico) serve per il controllo manuale del volume.

e) Stadio per l'amplificazione della *BF*. – La bassa frequenza alla uscita dello stadio rivelatore è di piccola entità per fornire una adeguata intensità sonora, se venisse inviata direttamente all'altoparlante (qualche microwatt di potenza). Si ricorre allora ad amplificare la *BF*, mediamente attraverso due tubi amplificatori e, precisamente: un triodo *amplificatore di tensione* e un pentodo (o tetrodo a fascio) *amplificatore di potenza*. Lo schema dello stadio amplificatore della *BF* è rappresentato nella fig. 283. I componenti $C_2 R_2$ costituiscono il controllo di tono ($C_2 = 3 \div 5\ nF$; $R_2 = 0{,}5\ M\Omega$). Il trasformatore d'uscita provvede ad adattare la bassa impedenza dell'altoparlante alla resistenza ottima di carico del tubo di potenza; il condensatore C_1 cortocircuita a massa eventuali residui di f_i presenti nella *BF* prima di inviarla all'altoparlante. Volendo ottenere una potenza all'uscita maggiore di quella relativa al circuito di fig. 283 e minore distorsione, si può impiegare come amplificatore di potenza, opportunamente eccitato, uno stadio di tubi di potenza in controfase. Per l'ampli-

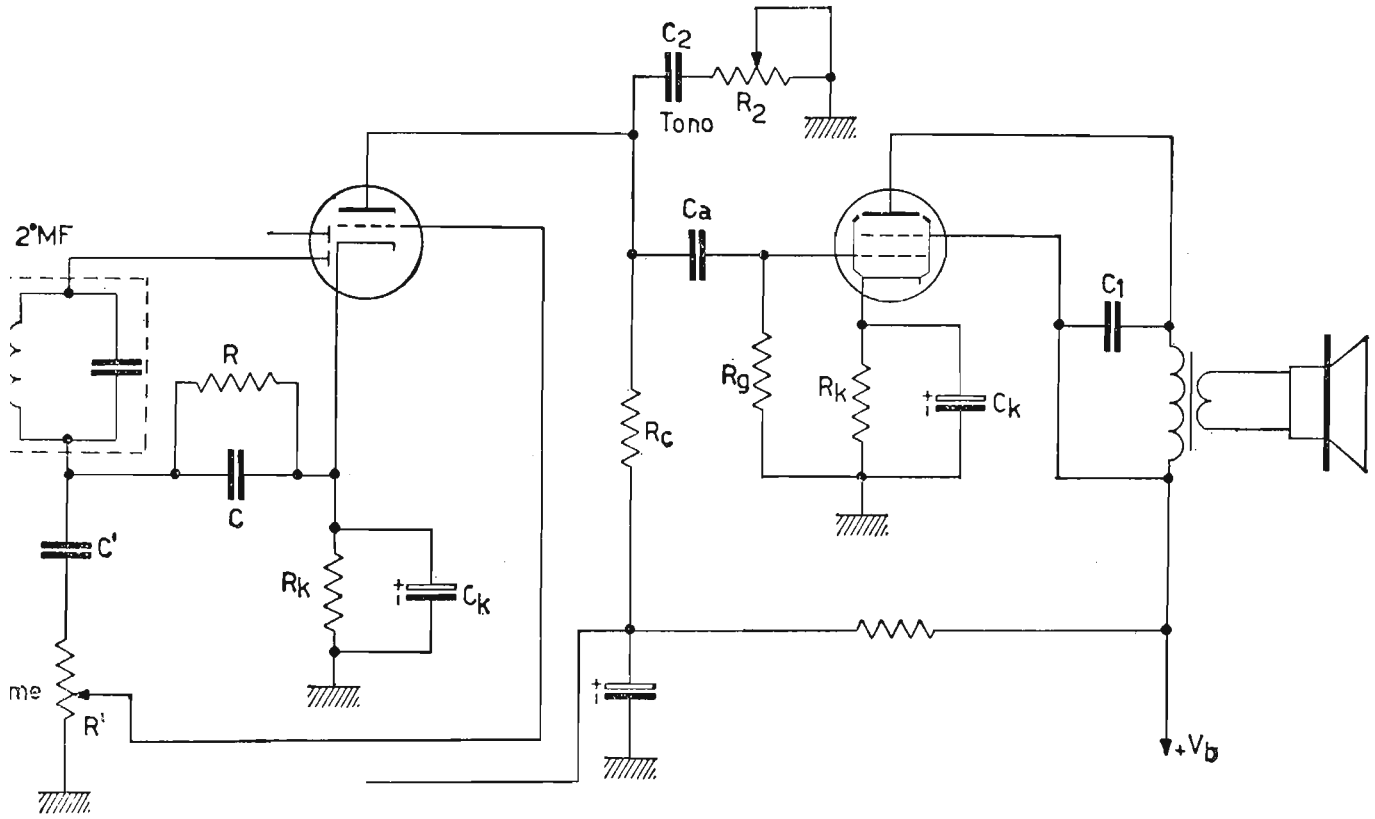


Fig. 283. – Preamplificatore ed amplificatore finale di BF di più frequente impiego nei radioricevitori supereterodina.

ficatore di *BF* sia di tensione, sia di potenza, valgono le considerazioni svolte nei capitoli V e VII.

f) Controllo automatico di guadagno *CAG*. – Durante la ricezione di una stazione a radiodiffusione, l'intensità del segnale ricevuto dall'antenna può subire variazioni d'ampiezza a causa del mezzo di trasmissione. Questo fenomeno è parzialmente dovuto allo strato riflettente della ionosfera, detto strato di Heaviside, il quale provoca variazioni di fase fra il segnale diretto e il segnale riflesso, per cui la stazione ci giunge ad *intensità variabile* senza che intercorrino modifiche di sintonia e di sensibilità nel radioricevitore.

Questo fenomeno è conosciuto come *evanescenza* o Fading. Per limitare se non eliminare queste evanescenze nel segnale ricevuto, le quali rendono la ricezione alle volte impossibile, si è studiato un particolare circuito, denominato controllo automatico di guadagno (*CAG*). Esso è capace di far mantenere costante, da parte del radioricevitore, l'amplificazione del segnale su un determinato valore di potenza sonora anche se il segnale ricevuto è continuamente variabile in intensità. Il *CAG* agisce sulle valvole amplificatrici di *AF*, cioè sulla griglia controllo della convertitrice e sulla griglia controllo dell'amplificatrice di f_i, riducendo il loro guadagno, se il segnale ricevuto è troppo intenso, aumentando la polarizzazione negativa di griglia; oppure non intervenendo, se l'ampiezza del segnale ricevuto è di lieve entità. Questo controllo è favorito anche dal fatto che i tubi

interessati sono costruiti con *transconduttanza* (pendenza mutua g_m) *variabile.*

In fig. 284 è rappresentato il circuito impiegato normalmente nei radioricevitori per il *CAG*. Nella valvola doppio diodo-triodo, mentre la placca di un diodo serve per la rivelazione del segnale, all'altra placca si applica la tensione a f_i attraverso il condensatore C_1 ($100 \div 200\, pF$).

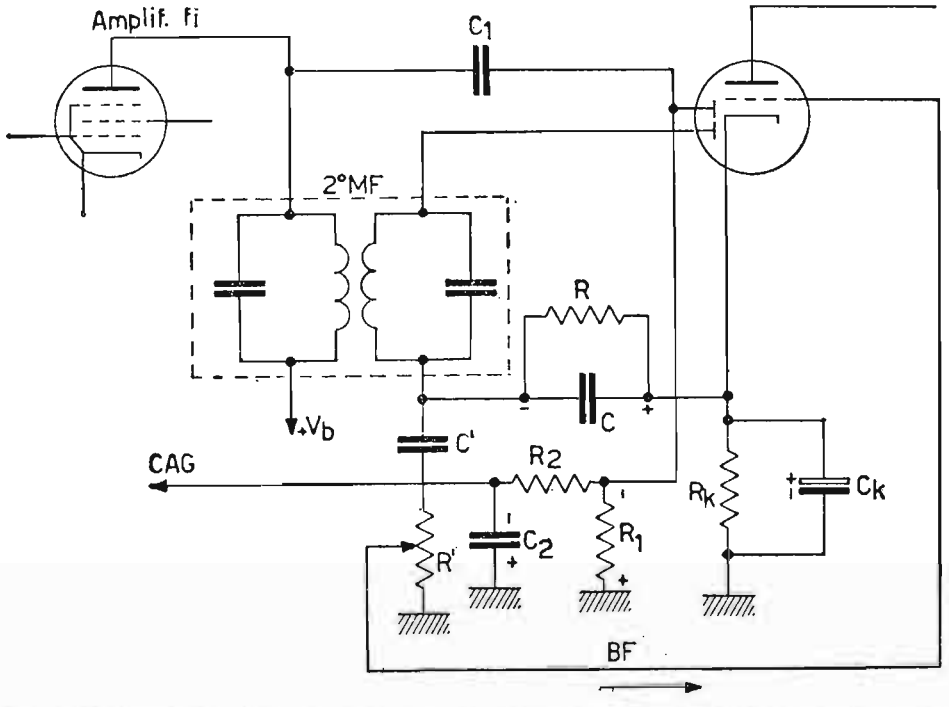


Fig. 284. – Circuito C_1, R_1, R_2, C_2, impiegante il secondo diodo dell'ampolla, per ottenere la tensione negativa di CAG.

Nella resistenza R_1 circola corrente raddrizzata, la quale stabilisce ai capi della R_1 stessa, un potenziale negativo rispetto massa. Questa componente continua, costantemente proporzionale all'ampiezza della portante, è solcata da componenti alternative di media e bassa frequenza. Provvede ad eliminare le componenti alternative, il filtro di livellamento $R_2\, C_2$ derivato ai capi di R_1. Il filtro passa basso, costituito da R_2 dell'ordine di $10^6\ \Omega$ e C_2 dell'ordine di $0{,}05 \div 0{,}1 \mu F$, permette, quindi, di prelevare ai capi di C_2 una componente continua negativa, rispetto massa, proporzionale alla portante del segnale ricevuto, da inviare, sulle griglie controllo dei tubi prerivelatori, ottenendo una regressione dell'amplificazione degli stessi, ogni qualvolta il segnale ricevuto tende ad aumentare in ampiezza. Il sistema impiegato per ottenere la tensione di *CAG* rende quest'ultima indipendente dalla tensione di rivelazione, ed ha il vantaggio di fare intervenire il controllo del guadagno solo quando l'intensità del segnale ricevuto supera di un certo valore la caduta nel gruppo $R_k\, C_k$ sul catodo del tubo

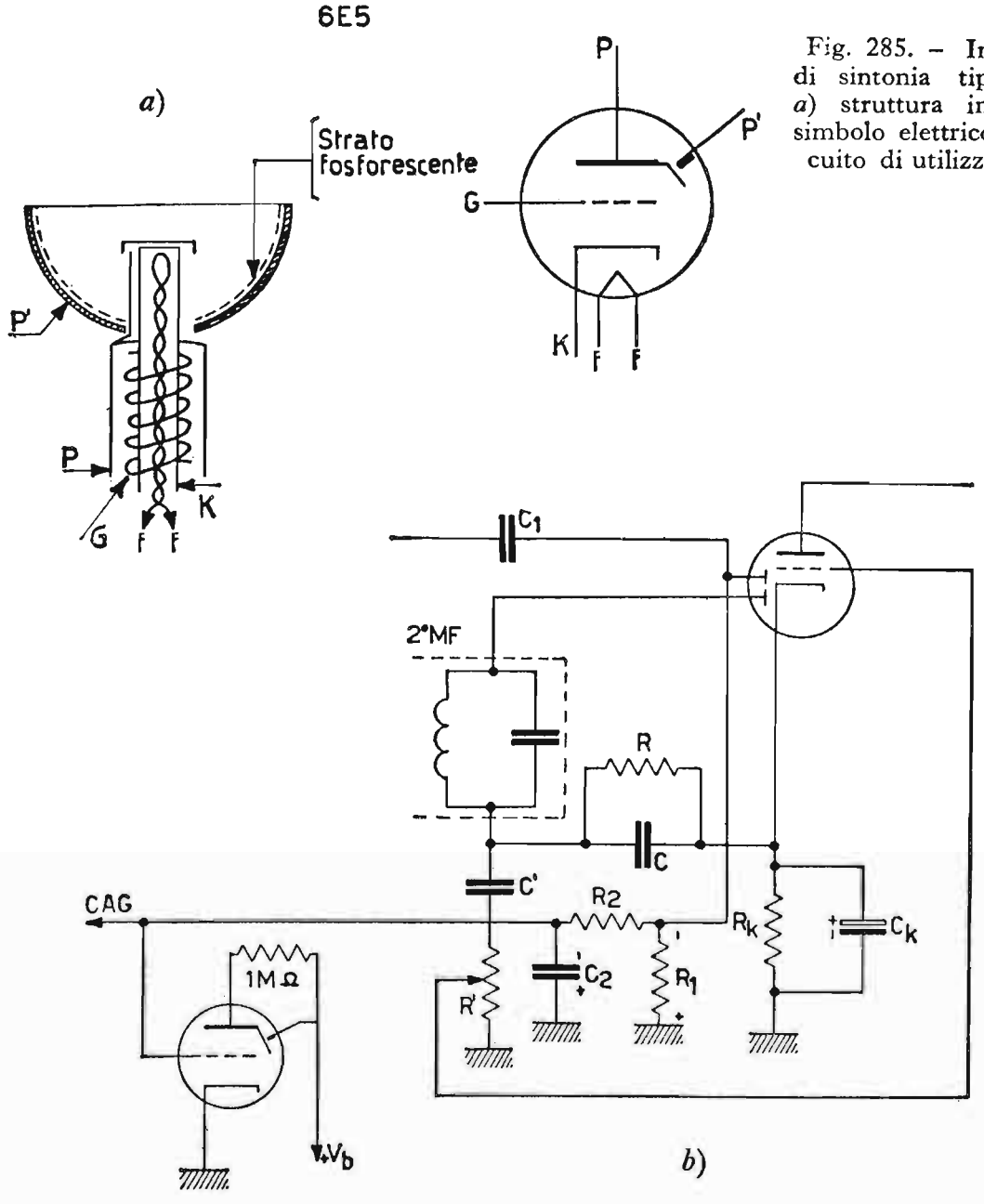


Fig. 285. – Indicatore di sintonia tipo 6E5: *a*) struttura interna e simbolo elettrico; *b*) circuito di utilizzazione.

rivelatore. In questo modo per piccoli segnali in arrivo il ricevitore mantiene la sua massima sensibilità. La tensione negativa ai capi del condensatore C_2 può essere utilizzata per pilotare l'indicatore di sintonia (occhio magico), come vedremo nel capoverso *g*).

g) Indicatore di sintonia (occhio magico). – L'indicatore di sintonia costituisce uno stadio ausiliario del radioricevitore e ci fornisce una indicazione visiva per la migliore sintonizzazione del radioricevitore sulla stazione che si desidera ricevere.

L'indicatore di sintonia acquista primaria importanza, quando il radioricevitore è provvisto di *CAG*, il quale, tendendo a mantenere costante l'ampiezza del segnale d'uscita, non permette di apprezzare rigorosamente, da parte dell'orecchio, quando il radioricevitore stesso è perfettamente

sintonizzato. L'indicatore di sintonia è costituito da un tubo a raggi catodici e da un triodo, entrambi contenuti nella stessa ampolla. Il catodo è comune sia al triodo, sia al tubo a raggi catodici.

In fig. 285 è rappresentato in *a*) un semplice tipo di indicatore di sintonia e in *b*) il circuito di utilizzazione. L'elettrodo *P'* è formato da una superficie concava circolare, nella cui parte interna è depositato uno strato di fosforo, associato ad altri elementi e capace di illuminarsi, solitamente di verde, allorché viene colpito dagli elettroni emessi dal catodo. Infatti, lo schermo fosforescente *P'* viene alimentato al massimo potenziale positivo $+ V_b$. Fra la parte concava ed il catodo viene introdotto un piccolo elettrodo, filiforme, collegato metallicamente alla placca *P* del triodo. Tale elettrodo infrapponendosi fra catodo e superficie concava può, a seconda del potenziale che gli viene conferito, intercettare più o meno il flusso di elettroni, i quali, interessando la sua zona tendono a colpire lo schermo. In queste condizioni, dietro la colonnina si forma una zona d'ombra. Questa zona d'ombra è di circa 90°, allorché il potenziale fra griglia e catodo è zero, cioè, quando massima è la corrente nel triodo e minimo il potenziale sulla placca del triodo stesso (fig. 286 relativa al tubo 6E5). Questa zona d'ombra diminuisce in presenza di tensione negativa, dovuta al segnale ricevuto, fino quasi ad annullarsi ($V_{g0} = -10$ volt), quando ci si avvicina al massimo potenziale negativo ottenibile e dovuto alla migliore sintonizzazione sulla stazione ricevuta. La tensione negativa, infatti, aumenta la negatività della griglia controllo fin quasi ad interdire la corrente anodica. Contemporaneamente diminuisce e quasi si annulla la *ddp* esistente fra schermo fosforescente *P'* ed elettrodo *P*, per cui l'elettrodo *P* intercetta man mano meno elettroni, sino ad annullare il suo effetto, quando i potenziali su *P* e *P'* sono praticamente uguali fra di loro, rispetto massa e precisamente uguali al potenziale $+ V_b$.

In fig. 287 è riportato lo schema elettrico di un radioricevitore supereterodina a modulazione d'ampiezza, ottenuto dall'unione dei vari circuiti studiati in questo paragrafo, dalla lettera *a*) a quella *f*). Nello schema non è riportato l'alimentatore anodico, ma è indicata solamente la tensione $+ V_b = 250$ e i collegamenti a 6,3 volt per i filamenti delle valvole, inoltre manca l'indicatore di sintonia.

Nella fig. 288 è riportato lo schema elettrico di un altro radioricevitore supereterodina, impiegante le stesse valvole del tipo di fig. 287, ma molto semplificato nel numero dei componenti impiegati. Infatti, si può notare la mancanza del gruppo di polarizzazione catodica per le valvole ECH81, EF85 ed EBC81.

Semplificato è anche il gruppo di rivelazione, infatti, il potenziometro logaritmico da 0,5 $M\Omega$ che costituisce il controllo manuale del volu-

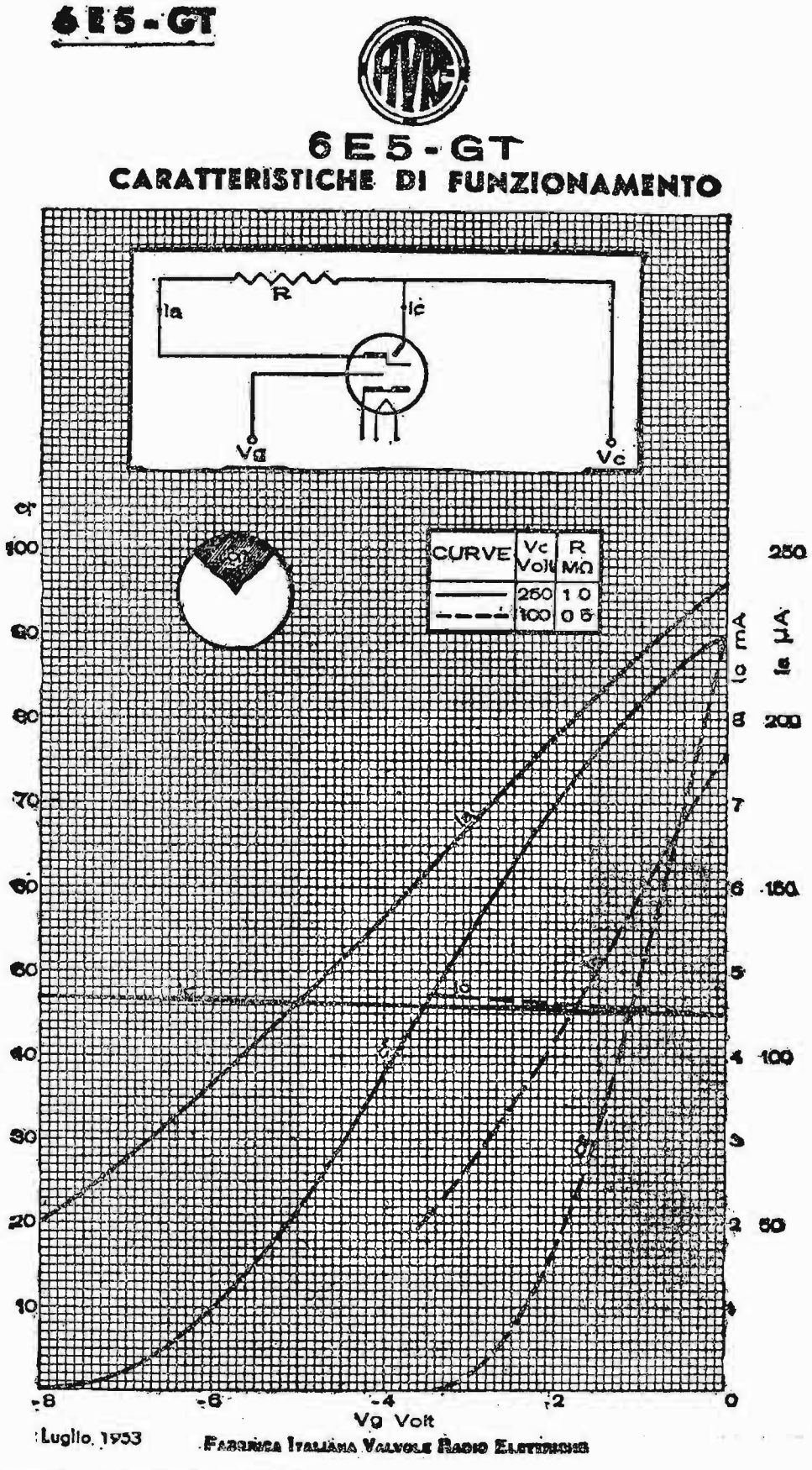


Fig. 286. – Caratteristiche di funzionamento dell'indicatore di sintonia 6E5.

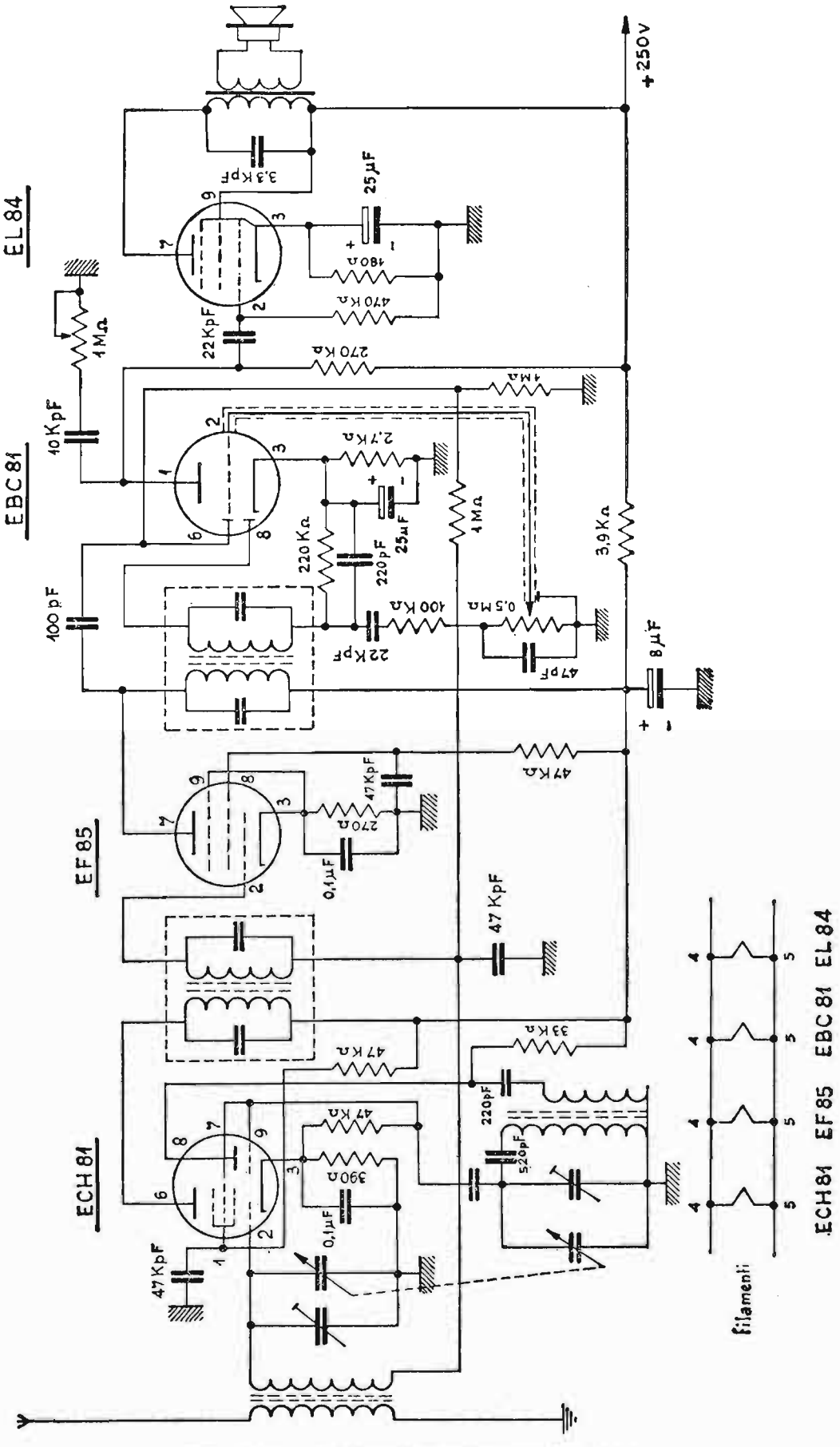


Fig. 287. - Ricevitore supereterodina AM.

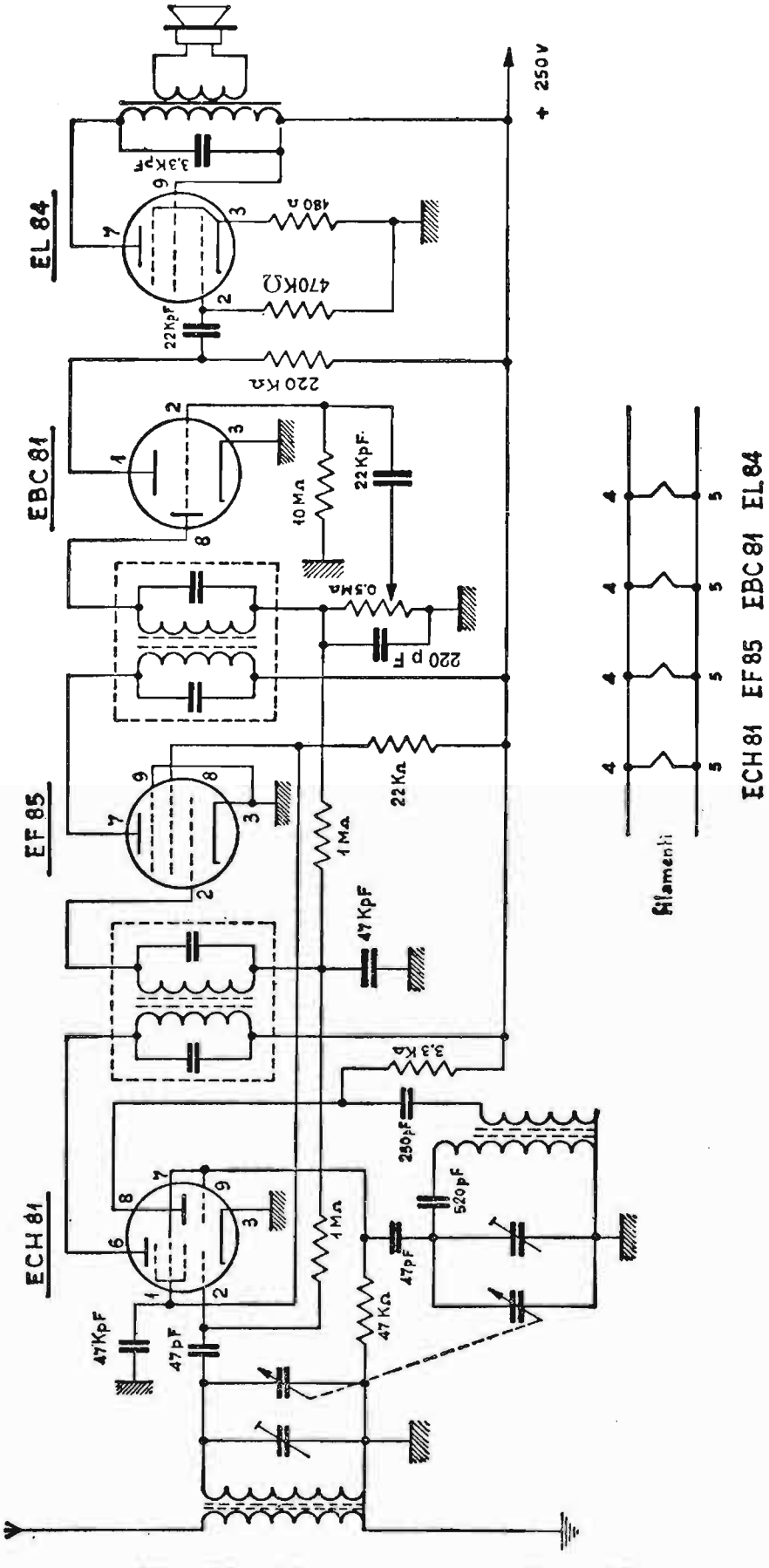


Fig. 288. - Ricevitore supereterodina A.M.

me, costituisce anche la resistenza di rivelazione. La polarizzazione negativa della griglia controllo delle valvole ECH81 ed EF85 è ottenuta tramite la tensione negativa del *CAG*, mentre la polarizzazione per la griglia controllo della *EBC*81 è ottenuta tramite la resistenza di 10 $M\Omega$ collegata fra griglia e massa, capace di manifestare ai suoi capi una tensione negativa, dovuta alla corrente di lancio nel tubo stesso. La valvola *EL*84, pentodo finale di potenza, è sprovvista del condensatore catodico, in modo da introdurre controreazione di corrente, capace di migliorare la fedeltà di riproduzione della *BF*, anche se rinunciando ad una parte della potenza utile ottenibile. Sono esclusi dal circuito del radioricevitore (fig. 288) il controllo di tono e l'indicatore di sintonia.

83. Radioricevitore supereterodina a modulazione di ampiezza a transistori.

Date le loro particolari caratteristiche, i transistori hanno trovato largo impiego nei radioricevitori. Tali caratteristiche sono: consumo limitato di potenza, piccole dimensioni, notevole durata di esercizio, basse tensioni di alimentazione ecc.

I radioricevitori a transistori sono oggi costruiti sia a dimensioni tradizionali per tavolo, sia a dimensioni portatili ridottissime, sino a raggiungere le dimensioni tascabili.

Per questo grande campo di applicazione tali ricevitori hanno nel tempo sostituito quasi completamente i ricevitori a tubi elettronici. Naturalmente per quanto riguarda il controllo, la messa a punto e la riparazione dei ricevitori a transistori si debbono affrontare maggiori difficoltà di quelle affrontabili per i ricevitori a tubi elettronici. Infatti, siccome i ricevitori a transistori (così come gli amplificatori a transistori in genere) impiegano nella quasi totalità un circuito stampato per il cablaggio dei componenti e componenti di ridottissime dimensioni, montati in maniera compatta, in modo da ridurre al minimo le dimensioni d'ingombro del circuito, risulta allora difficoltosa l'eventuale ricerca dei vari punti in cui si dovrà fare delle prove all'atto sia dell'allineamento, sia della riparazione del ricevitore.

I vari stadi che compongono un ricevitore supereterodina a modulazione d'ampiezza a transistori, corrispondono praticamente a quelli del ricevitore a tubi elettronici e possiamo così elencarli:

a) circuito d'antenna;

b) amplificatore a *RF*, presente di solito nei ricevitori ad alta sensibilità;

c) stadio per la conversione di frequenza;

d) stadio per l'amplificazione a frequenza intermedia, di solito due stadi;

e) stadio per la rivelazione ed il *CAG*;

f) stadio per l'amplificazione della *BF*.

Lo schema a blocchi del ricevitore a transistori è rappresentato in fig. 289 *a*) e *b*) in duplice versione: il primo schema è per ricevitore ad alta sensibilità, il secondo per ricevitore di tipo economico.

a) Circuito d'antenna.

Nei ricevitori a transistori si possono impiegare due tipi di antenne: a ferrite e a stilo. Le antenne a ferrite, di notevole impiego nei ricevitori in discorso e adatte per le onde lunghe e medie, sono costituite da una bobina avvolta in un solo strato sopra un nucleo di ferrite di opportuna lunghezza. La ferrite è un materiale ad alta permeabilità magnetica, capace di aumentare notevolmente il numero delle linee di flusso internamente alla bobina, senza introdurre sensibili perdite nella bobina stessa. Lo scopo dell'impiego della ferrite, è quello di ottenere la massima tensione a radiofrequenza ai capi del circuito risonante preselettore d'antenna.

Un elemento negativo nell'impiego dell'antenna a ferrite è la direttività, per cui la stazione ricevuta si presenta con la massima intensità solamente quando l'asse del nucleo di ferrite presente internamente al ricevitore, è orientato verso il trasmettitore, e forma con esso un angolo di 90°. Le antenne a stilo vengono di solito impiegate nella ricezione delle onde corte a modulazione di ampiezza e per la ricezione delle trasmissioni a modulazione di frequenza. Esse sono sconsigliabili invece nella ricezione delle onde lunghe e medie, dato il basso contributo che possono apportare al circuito preselettore, rispetto le antenne a ferrite. Le antenne a stilo sono di lunghezza variabile fra i 40 e gli 80 centimetri, hanno sede nel ricevitore e sono formate dall'insieme di diverse asticciole a tubetti metallici a diametri via via ridotti, penetranti l'una nell'altra ed estraibili in modo telescopico. L'insieme delle asticciole estratte dal ricevitore, formano l'antenna a stilo in un unico corpo, fino a raggiungere la massima lunghezza possibile.

b) Amplificatore a radiofrequenza.

L'amplificatore a *RF* viene impiegato, come è già stato detto, nei ricevitori ad alta sensibilità. Esso può avere un carico costituito da un circuito accordato, oppure da un circuito aperiodico. Se il carico è costituito da un circuito accordato, l'amplificatore a *RF* presenta una buona selettività e quindi la possibilità di eliminare segnali indesiderati. Per contro, esso

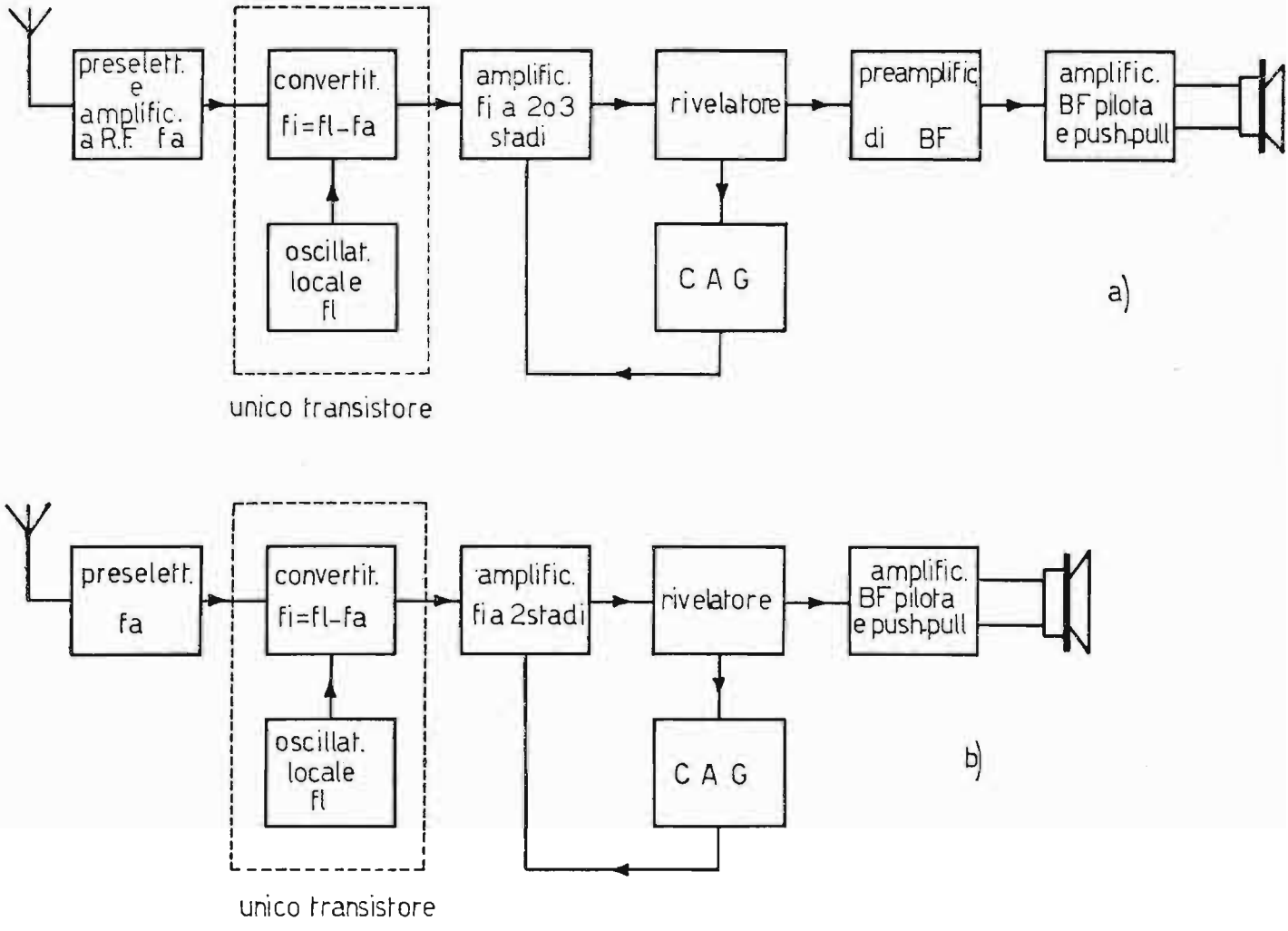


Fig. 289. – *a*) Schema a blocchi di un ricevitore supereterodina a transistori ad alta sensibilità; *b*) schema a blocchi di un ricevitore supereterodina a transistori di tipo commerciale.

causa un maggiore ingombro nell'apparecchiatura, occorrendo per la sintonizzazione del ricevitore, un variabile a tre sezioni (ossia per il circuito d'antenna, per l'amplificatore a *RF* e per l'oscillatore locale). Se il carico è di tipo aperiodico, ossia ad *RC*, diminuisce nell'amplificatore *RF* la proprietà selettiva, e quindi la facilità nella discriminazione dei segnali indesiderati da quello ricevuto, però il circuito è più semplice e permette ugualmente di aumentare il rapporto segnale/disturbo. In fig. 290*a*) e *b*) la rappresentazione dell'amplificatore a *RF* nelle due versioni sopra descritte.

c) Stadio per la conversione di frequenza.

Dopo che il segnale captato dall'antenna è stato amplificato (dove esiste lo stadio amplificatore a *RF*) esso viene immesso nelle stadio successivo che costituisce lo stadio convertitore. In questo stadio, analogamente a quanto avviene nel ricevitore a tubi elettronici, si opera la conversione di frequenza. Essa consiste nel convertire, con l'ausilio dell'oscillatore

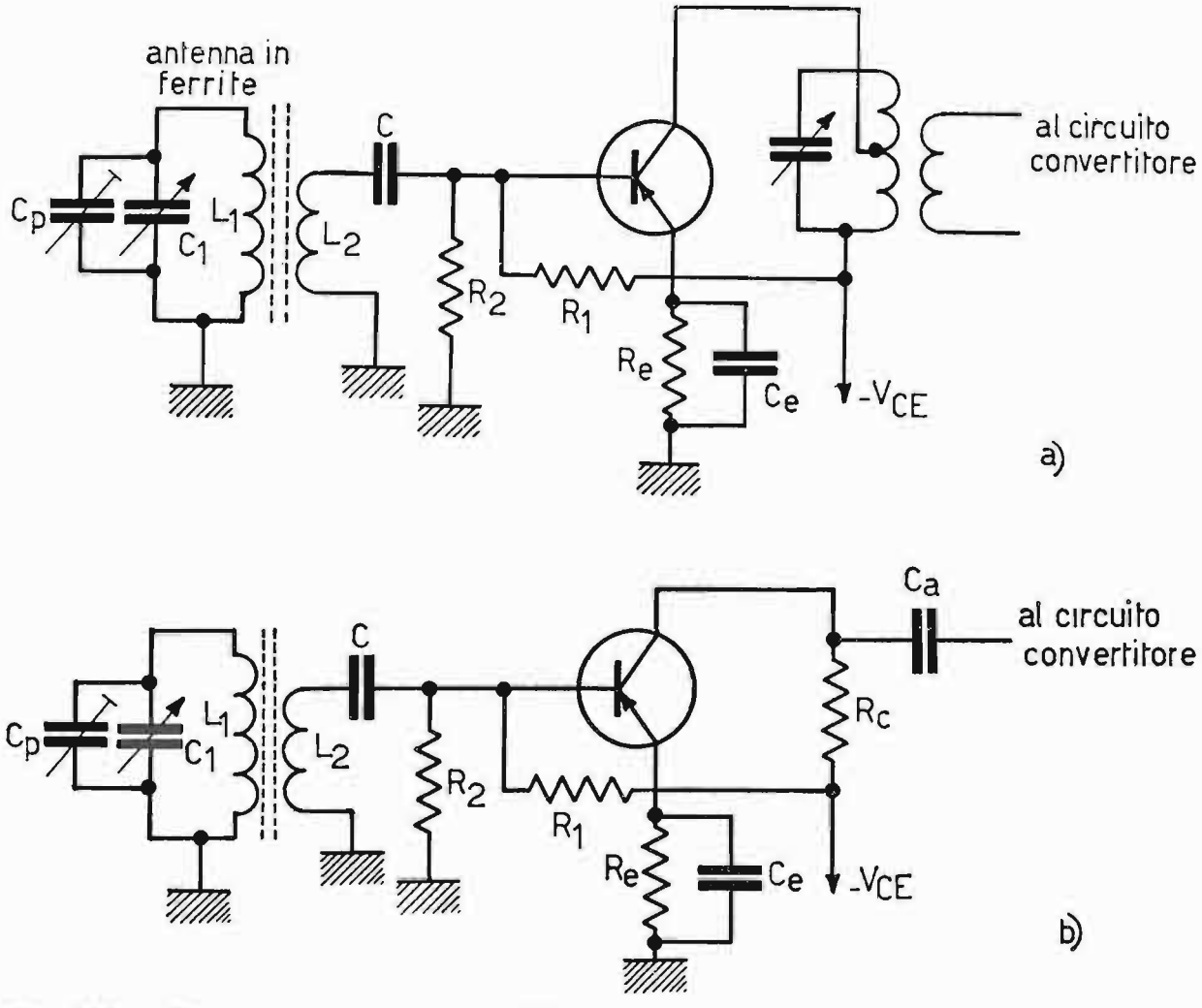


Fig. 290. – Circuiti preselettore e amplificatore a R.F. *a*) con carico selettivo; *b*) con carico aperiodico.

locale, tutti i segnali in arrivo a *RF* in un'unica frequenza fissa, dell'ordine di 450 ÷ 480 KHz, denominata frequenza intermedia (f_i). Siccome il transistore ha solamente tre terminali, il sistema più idoneo per ottenere la conversione di frequenza, è quello di applicare i due segnali a confronto (quello a *RF* in arrivo e quello dell'oscillatore locale) fra la base e l'emettitore. Un tipico schema del convertitore per le onde medie è rappresentato in fig. 291. In esso, l'oscillatore locale è di tipo Hartley. I componenti *L* e *C* costituiscono il circuito di frequenza intermedia, accordato sulla frequenza $f_i = f_l - f_a$. La bobina L_2 è la bobina di reazione, mentre L_1 serve per indurre il segnale dell'oscillatore locale sull'emettitore. Il condensatore C_e è denominato condensatore di iniezione del segnale ed è dell'ordine di 15 ÷ 22 nF servendo nel contempo anche di fuga per la resistenza R_e. Di solito nei ricevitori a transistori previsti per la ricezione delle onde medie e corte, si evita l'impiego di altri componenti per il passaggio alla gamma superiore, sfruttando per la conversione delle onde corte,

la seconda armonica dell'oscillatore locale. Infatti fermo restando il valore della frequenza intermedia, ad es. a 455 KHz, mentre per convertire la gamma delle onde medie: 525 ÷ 1605 KHz l'oscillatore locale deve generare le frequenze da 980 ÷ 2060 KHz, con la seconda armonica, la quale si estende da 1960 ÷ 4120 KHz si possono convertire le frequenze da 1505 ÷ 3665 KHz.

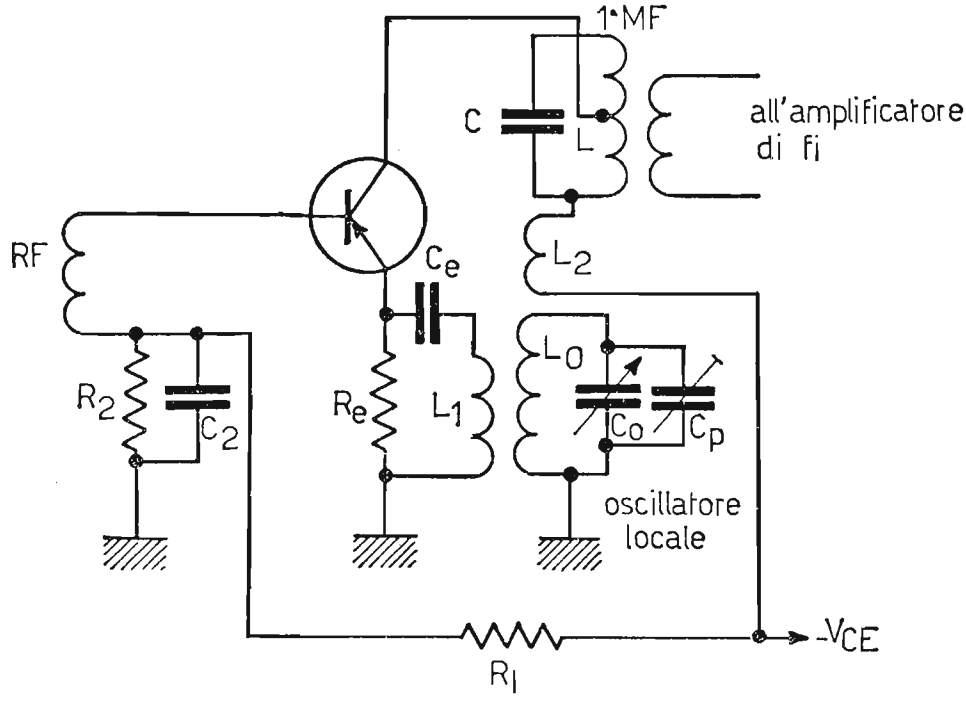


Fig. 291. – Circuito convertitore per O.M. di più frequente impiego.

d) Stadio per l'amplificazione della frequenza intermedia.

Gli stadi a frequenza intermedia sono costituiti da amplificatori a filtro di banda e a loro è affidata la selettività del ricevitore. I ricevitori a transistori abbisognano solitamente di due stadi di questo tipo. Gli amplificatori a frequenza intermedia (f_i) che impiegano transistori di recente costruzione (tipo planare-epitassiale), non abbisognano della *unilateralizzazione* dell'amplificazione, in quanto risentono in modo limitatissimo l'influenza dell'uscita sull'ingresso per tale frequenza intermedia. In fig. 292 è rappresentato il circuito di principio dell'amplificatore a f_i mentre si rimanda al paragrafo 58 per uno studio più dettagliato.

e) Stadio per la rivelazione e per il *CAG*.

Il segnale proveniente dall'amplificatore a f_i passa quindi, allo stadio rivelatore. Questo stadio, come sappiamo, ha il compito di separare la *BF* della frequenza intermedia che ha servito da nuova portante. Il rivelatore di

solito impiega un diodo a cristallo, disposto in serie ad un circuito costituente il carico di rivelazione la cui costante di tempo vale mediamente 50 μ sec. Nello stadio rivelatore si preleva anche la tensione continua (positiva per i transistori *PNP*) per il *CAG*.

Il *CAG*, come si ricorderà, serve per mantenere, entro certi limiti, una potenza di uscita costante, anche al variare dell'intensità del segnale d'ingresso al circuito d'antenna (fenomeno di evanescenza).

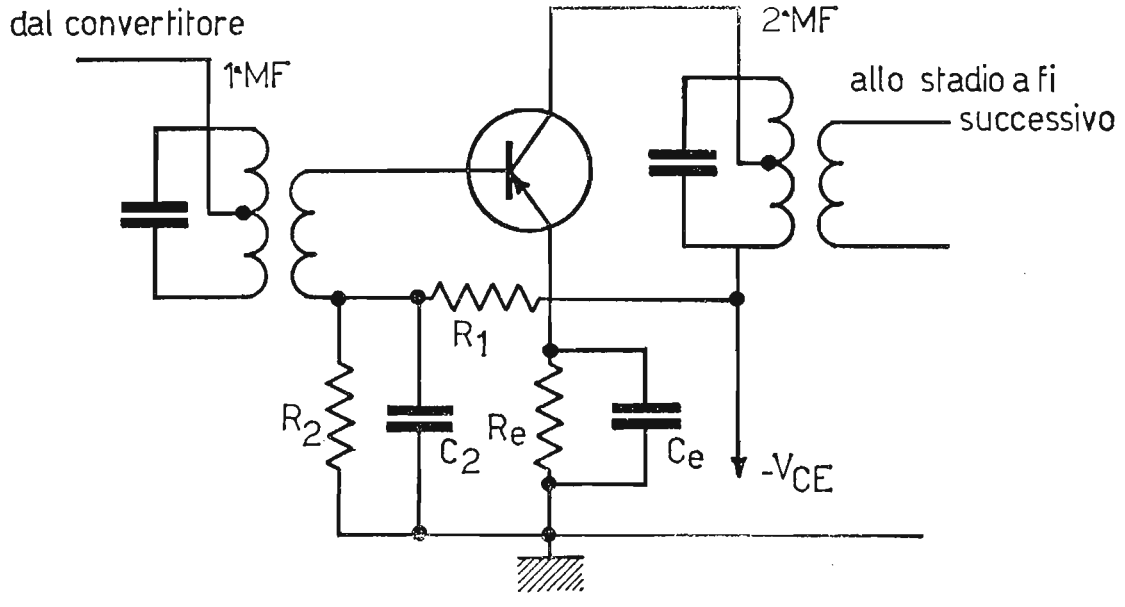
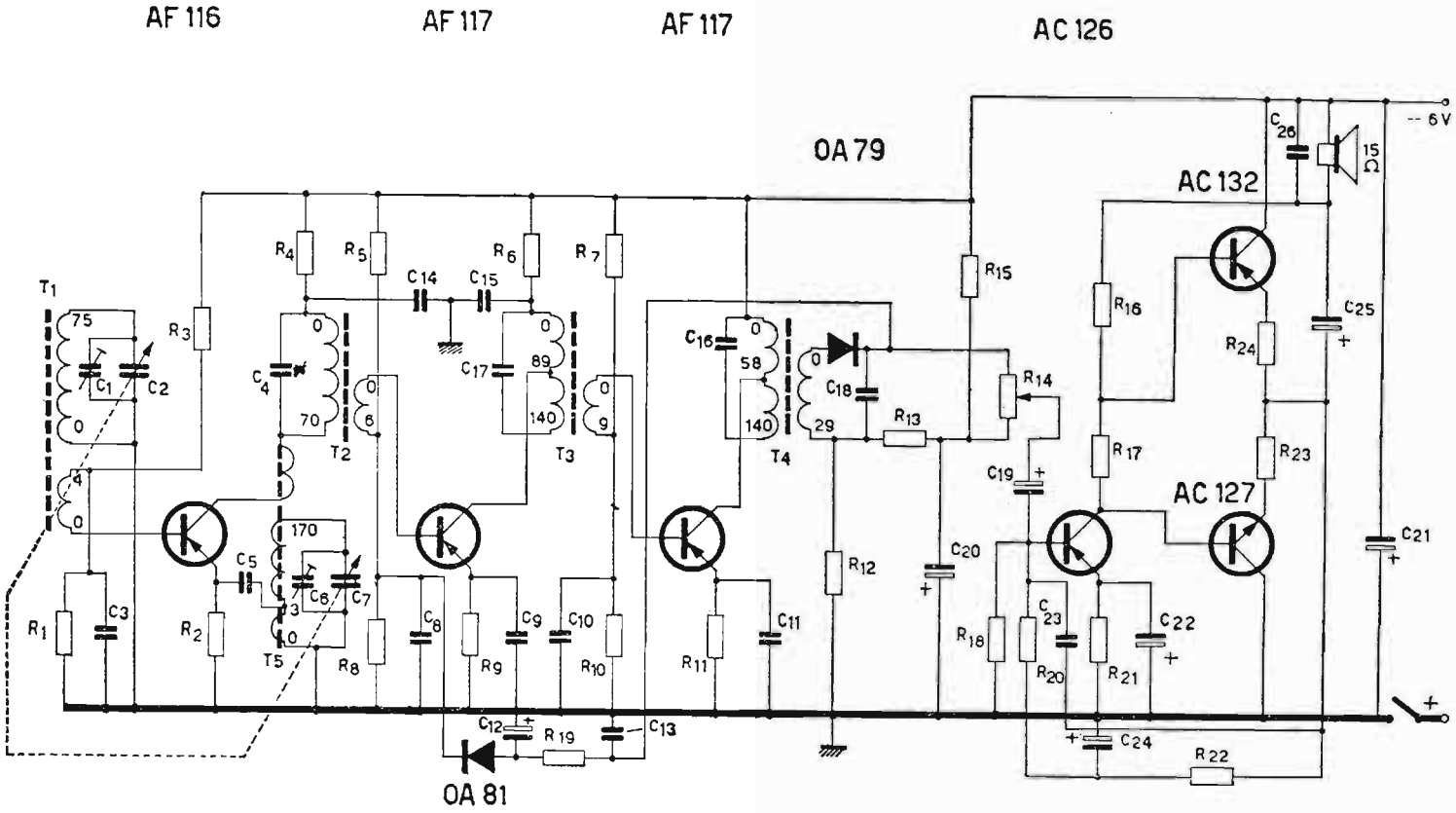


Fig. 292. – Circuito amplificatore di frequenza intermedia (M. F.).

Nei ricevitori a transistori sistemati sulle automobili (autoradio) le condizioni di segnale d'ingresso variabile, sono dovute anche a colline che si infrappongono fra il ricevitore ed il trasmettitore, a vicinanze con palazzi in cemento armato, tunnel, ponti in ferro, ecc. per cui il *CAG* in questi ultimi ricevitori è di fondamentale importanza. Comunemente la tensione di *CAG* agisce unicamente sul primo stadio di f_i, come si può osservare anche dalla fig. 293 la quale riporta un ricevitore completo a transistori.

f) Stadio per l'amplificazione della *BF*.

Il segnale rivelato entra infine nell'amplificatore di *BF*. Esso è formato, di solito, da uno stadio pilota e da un circuito in controfase. Gli amplificatori di *BF* applicati ai primi ricevitori a transistori, impiegavano due trasformatori di *BF*: uno per lo stadio pilota per l'inversione di fase del segnale eccitatore dell'amplificatore in controfase, e l'altro per l'uscita



Resistenze

R_1 = 8,2 kΩ	R_9 = 270 Ω	R_{17} = 82 Ω	R_{18} = 8,2 kΩ	R_{19} = 1,8 kΩ	R_{20} = 10 kΩ
R_2 = 1 kΩ	R_{10} = 4,7 kΩ	R_{21} = 330 Ω	R_{22} = 6,8 kΩ	R_{23} = 1 Ω	R_{24} = 1 Ω
R_3 = 33 kΩ	R_{11} = 1 kΩ				
R_4 = 1 kΩ	R_{12} = 2,2 kΩ				
R_5 = 56 kΩ	R_{13} = 330 Ω				
R_6 = 2,2 kΩ	R_{14} = 2,5 kΩ (potenziometro log.)				
R_7 = 15 kΩ	R_{15} = 12 kΩ				
R_8 = 3,3 kΩ	R_{16} = 680 Ω				

Condensatori

C_1 = 1÷10 pF (compensatore)	C_{10} = 47 nF	C_{19} = 10 μF			
C_2 = 4÷180 pF (variabile)	C_{11} = 47 nF	C_{20} = 10 μF			
C_3 = 47 nF	C_{12} = 5 μF	C_{21} = 100 μF			
C_4 = 2000 pF	C_{13} = 47 nF	C_{22} = 25 μF			
C_5 = 22 nF	C_{14} = 47 nF	C_{23} = 330 pF			
C_6 = 1÷10 pF (compensatore)	C_{15} = 47 nF	C_{24} = 10 μF			
C_7 = 4÷80 pF (variabile)	C_{16} = 470 pF	C_{25} = 100 μF			
C_8 = 47 nF	C_{17} = 470 pF	C_{26} = 47 nF			
C_9 = 47 nF	C_{18} = 22 nF	Altoparlante = 15 Ω			

Fig. 293. – Schema elettrico completo di un moderno ricevitore supereterodina ad A.M. previsto per il campo delle O. M. impiegante 6 transistori.

del controfase, in modo da trasferire il massimo segnale all'altoparlante. Attualmente si costruiscono amplificatori di *BF* senza trasformatori, impiegando o i transistori a simmetria complementare, oppure invertitore elettronico e amplificatore « single ended ».

In fig. 293 è rappresentato un moderno ricevitore a modulazione d'ampiezza, transistorizzato, previsto per le onde medie e realizzato dalla PHILIPS.

CAPITOLO XIII

SISTEMI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Generalità.

La modulazione di frequenza è di recente applicazione e per i suoi pregi è impiegata ampiamente nella radiodiffusione circolare, nei ponti radio ed in speciali applicazioni militari. La modulazione di frequenza in ausilio alla modulazione di ampiezza permette di integrare le applicazioni delle onde radio e, quindi, servire una maggiore quantità di trasmissioni.

I *vantaggi* più evidenti della modulazione di frequenza (*FM*) sono: assenza o massima limitazione dei disturbi nella riproduzione acustica, sia di origine atmosferica, sia di qualsiasi altro genere; fedeltà nella riproduzione della frequenza modulante: infatti, la bassa frequenza modulante può estendersi dal valore minimo (qualche *Hz*) fino a 15 *KHz*, per cui la *FM* ha, nella frequenza modulante, un contenuto di armoniche maggiore di quello previsto per la modulazione d'ampiezza, la quale limita a 4,5 *KHz* la massima frequenza modulante; economia nel trasmettitore, costituito essenzialmente da stadi amplificatori di *AF*, lavoranti in classe *C* e, quindi, con elevati rendimenti anodici. Per contro gli svantaggi sono dovuti soprattutto alla delicatezza nella costruzione e nella tenuta in efficienza dei trasmettitori; alla zona servita a raggio ridotto dovuto all'impiego delle onde cortissime ($88 \div 100$ *MHz*) e dal maggior costo dei radioricevitori.

84. Onde modulate in frequenza.

Nell'onda modulata in frequenza, il processo di modulazione produce *variazioni di frequenza* nell'onda a frequenza fissa a radiofrequenza (denominata portante) e queste variazioni di frequenza sono continuamente *proporzionali* alle caratteristiche della bassa frequenza (denominata modulante). La fig. 294 rappresenta il principio della modulazione di frequenza; in *a*) è raffigurata la bassa frequenza modulante; in *b*) l'alta frequenza portante ed in *c*) la grandezza modulata in frequenza.

Da quest'ultima immagine si può notare che l'ampiezza dell'onda modulata in frequenza resta costantemente uguale al valore di portante, mentre varia in funzione della grandezza modulante il valore istantaneo della frequenza portante.

Infatti, la bassa frequenza modulante produce nell'onda portante una oscillazione di frequenza attorno al suo valore di riposo.

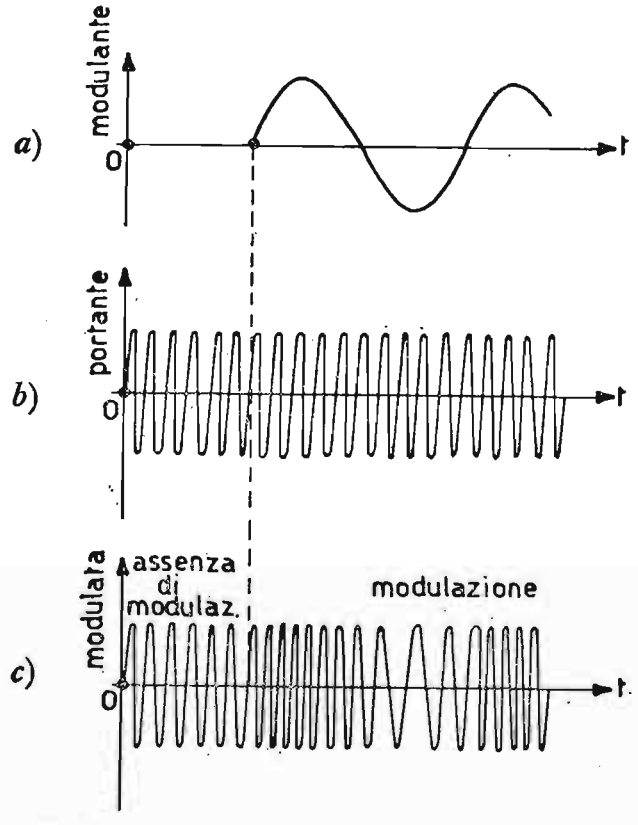


Fig. 294. – Forme d'onda, in funzione del tempo, relative al processo di modulazione di frequenza: *a*) grandezza modulante; *b*) grandezza portante; *c*) portante modulata in frequenza.

Tale deviazione di frequenza in più o in meno rispetto il valore di portante e direttamente proporzionale all'ampiezza dell'onda modulante e le oscillazioni di frequenza si ripetono alla stessa frequenza della grandezza modulante.

Ad esempio, immaginiamo che la tensione modulante abbia un'ampiezza massima di 10 volt e frequenza 500 *Hz* e produca una deviazione di frequenza di $\pm$ 10 *KHz* all'onda portante di 200 *KHz*.

La portante, allora, modulata in frequenza, oscillerà fra 190 e 210 *KHz*, 500 volte al secondo, ossia alla frequenza di 500 *Hz*. L'oscillazione di frequenza si riduce a soli 5 *KHz* pur rimanendo la stessa frequenza di ripetizione, allorché il valore della tensione modulante a parità di frequenza scende a soli 5 volt.

Da queste considerazioni possiamo dedurre che *il valore della variazione di frequenza dell'onda portante è direttamente proporzionale all'ampiezza dell'onda modulante e tale oscillazione è indipendente dal valore della frequenza modulante.*

Anche se nel campo della modulazione di frequenza non esistono costrizioni circa la profondità di modulazione, così come avviene invece nella modulazione d'ampiezza, si è voluto per la modulazione di frequenza definire un grado di modulazione corrispondente al 100% e precisamente, per le stazioni a radiodiffusione a *FM* si è definita profondità di modulazione del 100% la deviazione massima di ± 75 *KHz* attorno al valore di portante. Ad esempio, se il segnale modulante produce una variazione alla frequenza portante di ± 30 *KHz*, tale portante è modulata al 40%, mentre sarà modulata al 60%, allorché la deviazione di frequenza causata dalla modulante è pari a ± 45 *KHz*.

Si definisce indice di modulazione m_f il rapporto fra la massima deviazione di frequenza dell'onda potant, Δf e la frequenza dell'onda modulante f_s che ha prodotto tale deviazione, ossia:

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_s}$$

L'indice di modulazione, inversamente proporzionale alla frequenza dell'onda modulante, non è da confondersi con il grado di modulazione. Esso, infatti, varia, a parità di ampiezza dell'onda modulante, con la stessa frequenza modulante.

Infatti, per $\Delta f = 45$ *KHz* e $f_s = 15$ *KHz* vale $m_f = 3$, mentre vale per la stessa deviazione: $m_f = 450$, quando f_s si riduce a 100 *Hz*.

Indicando, anche per la *FM*, con A_0 l'ampiezza del segnale portante, e con m_f l'indice di modulazione, *il valore istantaneo* di una grandezza modulata in frequenza vale:

$$a = A_0 \, sen \, (\omega_p t + m_f \, sen \, \omega_s t)$$

intendendo, come al solito, con ω_p la pulsazione del segnale portante e con ω_s la pulsazione del segnale modulante.

85. Elementi che compongono un'onda modulata in frequenza. Bande laterali.

Riprendiamo l'espressione del valore istantaneo di un'onda modulata in frequenza:

1) $$a = A_0 \, sen \, (\omega_p t + m_f \, sen \, \omega_s t)$$

e ricordando dalla trigonometria che $sen\,(\alpha + \beta) = sen\,\alpha\,cos\,\beta + cos\,\alpha\,sen\,\beta$ sostituendo ad α il termine $\omega_p t$ e a β il termine $m_f\,sen\,\omega_s t$, otteniamo la stessa espressione precedente 1) modificata nella:

2) $$a = A_o\,sen\,\omega_p t\,cos\,(m_f\,sen\,\omega_s t) + A_o\,cos\,\omega_p t\,sen\,(m_f\,sen\,\omega_s t).$$

Gli elementi $cos\,(m_f\,sen\,\omega_s t)$ e $sen\,(m_f\,sen\,\omega_s t)$ presenti nella 2) possono essere sviluppati secondo la serie di Bessel, dando luogo rispettivamente ai termini:

$$cos\,(m_f\,sen\,\omega_s t) = B_o + 2\,B_2\,cos\,2\,\omega_s t + 2\,B_4\,cos\,4\,\omega_s t + \ldots$$
$$sen\,(m_f\,sen\,\omega_s t) = 2\,B_1\,sen\,\omega_s t + 2\,B_3\,sen\,3\,\omega_s t + \ldots$$

Sostituendo questi nuovi termini nella 2), si ha infine:

3) $$a = A_o\,[B_o\,sen\,\omega_p t + 2\,B_1\,sen\,\omega_s t\,cos\,\omega_p t + 2\,B_2\,cos\,2\,\omega_s t\,sen\,\omega_p t + \\ + 2\,B_3\,sen\,3\,\omega_s t\,cos\,\omega_p t + 2\,B_4\,cos\,4\,\omega_s t\,sen\,\omega_p t + \ldots$$

I valori B_0, B_1, B_2, ... sono dati dalla serie di Bessel e sono riportati limitatamente a quelli più significativi, nella tabella n. 6 la quale ci ha permesso di tracciare il grafico di fig. 295, visibilmente formato di oscillazioni smorzate in funzione dell'indice di modulazione m_f.

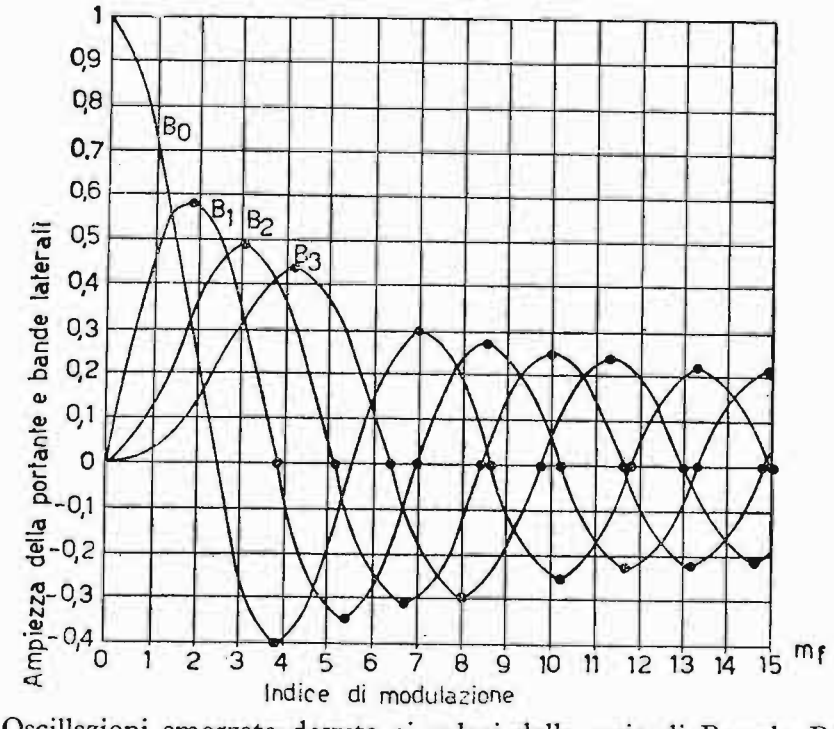


Fig. 295. – Oscillazioni smorzate dovute ai valori della serie di Bessel: B_0, valori della serie di Bessel per determinare la portante; B_1, valori della serie di Bessel per determinare la prima banda laterale: superiore ed inferiore; B_2, valori della serie di Bessel per determinare la seconda banda laterale: superiore ed inferiore; B_3, valori della serie di Bessel per determinare la terza banda laterale: superiore ed inferiore.

TABELLA N. 6 - *Coefficienti della serie di Bessel*

m_f	B_0	B_1	B_2	B_3	B_4
1	0,765	0,44	0,115	0,019	0,002
2	0,223	0,576	0,352	0,128	0,034
3	— 0,260	0,339	0,486	0,309	0,132
4	— 0,397	— 0,076	0,364	0,430	0,281
5	— 0,177	— 0,327	0,046	0,364	0,391

Nel grafico si è estesa l'analisi delle varie ampiezze fino ad $m_f = 15$. Si può notare dallo stesso grafico che l'ampiezza della funzione di Bessel di prima specie di ordine zero: B_0, si annulla nei punti di ascissa $m_f =$ 2,405; 5,520; 8,654; 11,792; 14,930, per cui mancando per questi indici il valore della portante, *tutta la potenza utile è dovuta alle bande laterali.* L'espressione 3) può venire ulteriormente modificata per mettere in evidenza la *portante* e le *bande laterali*, applicando a ciascun prodotto $sen\,\beta\ cos\,\alpha$ e $sen\alpha\ cos\,\beta$ contenuto nella serie, rispettivamente

$$\frac{1}{2}\,sen\,(\alpha+\beta)-\frac{1}{2}\,sen\,(\alpha-\beta) \qquad \text{e} \qquad \frac{1}{2}\,sen\,(\alpha+\beta)+\frac{1}{2}\,sen\,(\alpha-\beta)$$

otteniamo

$$4)\quad a = A_0\{B_0\,sen\,\omega_p t + B_1\,[sen\,(\omega_p+\omega_s)\,t - sen\,(\omega_p-\omega_s)\,t] + B_2\,[sen\,(\omega_p + 2\,\omega_s)\,t + sen\,(\omega_p - 2\,\omega_s)\,t] + B_3\,[sen\,(\omega_p+3\,\omega_s)\,t - sen\,(\omega_p-3\,\omega_s)\,t] + \ldots$$

e quindi:

$A_0\,B_0\,sen\,\omega_p t$ = portante.

$A_0\,B_1\,sen\,(\omega_p+\omega_s)\,t$ — $A_0\,B_1\,sen\,(\omega_p-\omega_s)\,t$ = frequenze laterali superiore e inferiore di primo ordine.

$A_0\,B_2\,sen\,(\omega_p+2\,\omega_s)\,t$, $A_0\,B_2\,sen\,(\omega_p-2\,\omega_s)\,t$ = frequenze laterali superiore e inferiore di secondo ordine.

$A_0\,B_3\,sen\,(\omega_p+3\,\omega_s)\,t$ — $A_0\,B_3\,sen\,(\omega_p-3\,\omega_s)\,t$ = frequenze laterali superiore e inferiore di terzo ordine.

Le bande laterali, di ampiezza diversa dovuta ai termini della serie di Bessel, distano dalla portante (frequenze laterali di primo ordine) e fra di loro (frequenze laterali di ordine superiore al primo) *del valore*

della frequenza modulante. Per ogni frequenza modulante esistono perciò teoricamente *infinite bande laterali*, distanti successivamente dalla portante: $\pm \omega_s$; $\pm 2\,\omega_s$; $\pm 3\,\omega_s$; $\pm$ ... a differenza della modulazione d'ampiezza, dove, per ogni frequenza modulante, esistono solo due bande laterali.

Ad esempio, supponiamo che la frequenza dell'onda portante sia $f_p = 90\,MHz$, modulata da un segnale di *BF* di $f_s = 10\,KHz$, il quale produce una deviazione di $\pm\,50\,KHz$ (grado di modulazione = 66%, rispetto al 100% provocato da una deviazione di $\pm\,75\,KHz$). Tale segnale modulato sarà composto dalle seguenti frequenze:

$f_p = 90\,MHz = 90.000\,KHz$ = portante.

$f_p + f_s = 90.010\,KHz$
$f_p - f_s = 89.990\,KHz$ } = frequenze laterali superiore e inferiore di primo ordine.

$f_p + 2f_s = 90.020\,KHz$
$f_p - 2f_s = 89.980\,KHz$ } = frequenze laterali superiore e inferiore di secondo ordine.

$f_p + 3f_s = 90.030\,KHz$
$f_p - 3f_s = 89.970\,KHz$ } = frequenze laterali superiore e inferiore di terzo ordine.

le cui ampiezze, ricavabili dal diagramma di fig. 295 relativamente ad un indice di modulazione di:

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_s} = \frac{50.000\ Hz}{10.000\ Hz} = 5$$

valgono successivamente:

$B_0 = 0{,}177$ portante
$B_1 = 0{,}327$ 1° laterale
$B_2 = 0{,}046$ 2° laterale
$B_3 = 0{,}364$ 3° laterale
$B_4 = 0{,}391$ 4° laterale
$B_5 = 0{,}261$ 5° laterale
$B_6 = 0{,}131$ 6° laterale
$B_7 = 0{,}053$ 7° laterale
$B_8 = 0{,}018$ 8° laterale di ampiezza trascurabile.

In fig. 296 è riportato lo *spettro delle frequenze laterali* relative all'esempio svolto, dove tali frequenze, si dipartono simmetricamente dalla portante e distano dalla stessa e fra di loro del valore della frequenza modulante.

Il numero delle bande laterali di ampiezza superiore al 5% del valore

della portante non modulata è mediamente uguale all'indice di modulazione $m_f + 2$.

Nel nostro caso, in cui è $m_f = 5$ il canale impegnato dalla grandezza modulata in frequenza è circa $(5 + 2) \cdot 10\,KHz = 70\,KHz$, dove la quantità $10\,KHz$ rappresenta la distanza fra ciascuna frequenza laterale.

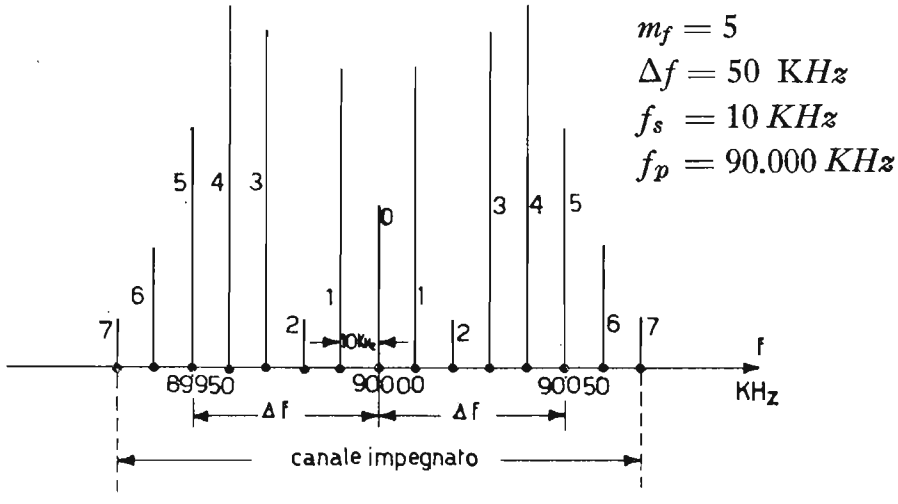


Fig. 296. - Grafico rappresentante lo spettro delle frequenze laterali, rispetto la grandezza portante nel sistema a modulazione di frequenza.

86. **Potenza di un'onda modulata in frequenza.**

In un'onda modulata in frequenza l'ampiezza della portante resta costante anche in modulazione (fig. 294 *b*, *c*), per cui si è portati subito a concludere che anche la potenza del segnale resta costante, sia in portante, sia in modulazione.

Infatti, possiamo affermare che l'aumento di potenza in modulazione ad opera delle bande laterali è ottenuto a scapito della potenza dovuta alla portante.

87. **Circuiti per ottenere la modulazione di frequenza.**

Analogamente al caso della modulazione di ampiezza, anche per la modulazione di frequenza esistono diversi sistemi. Essi sono fondamentalmente divisi in due tipi: il primo a *modulazione diretta* della portante, intervenendo sulla frequenza dell'oscillatore mediante tubo a reattanza; il secondo a *modulazione indiretta*, ottenuta dalla modulazione di fase: modulatore Armstrong, modulatore Serrasoid (di largo impiego nella radiodiffusione circolare), modulazione con tubo Phasitron.

a) Sistema a modulazione diretta. Tubo a reattanza.

L'oscillatore a circuito risonante genera una frequenza fissa, denomi-

nata portante. Per poter modulare in frequenza questa grandezza, bisogna far oscillare in funzione del segnale modulante, il valore della frequenza portante attorno al proprio valore di riposo. Otteniamo ciò agendo su L o su C. La variazione dei componenti il circuito oscillante viene ottenuta mediante il *tubo a reattanza*. Esso infatti, come vedremo, si comporta fra anodo e catodo come una *reattanza pura* (positiva = induttiva o

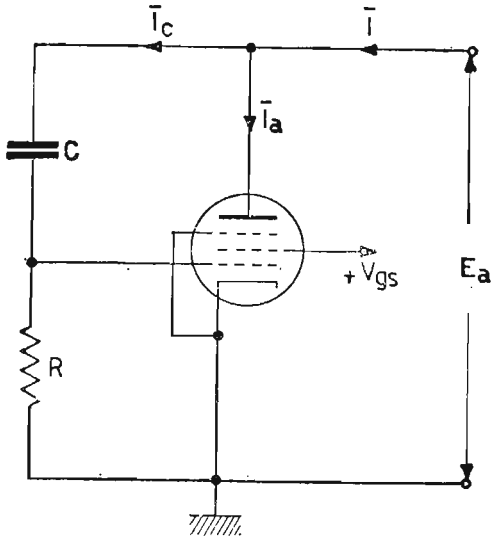


Fig. 297. – Circuito di principio del tubo a reattanza.

negativa = capacitiva) variabile in funzione della bassa frequenza modulante.

Per il tubo a reattanza sono possibili quattro circuiti diversi, ma ci limiteremo allo studio del tipo più frequentemente impiegato.

In fig. 297 è rappresentato lo schema di principio relativo al tubo a reattanza. Il tubo impiegato è un pentodo, il quale ha il pregio di possedere un'elevata resistenza anodica differenziale ed indipendenza quasi assoluta della corrente anodica dalle variazioni di tensione anodica, dipendendo la corrente anodica unicamente dalle variazioni della tensione di griglia controllo. Nel circuito di fig. 297 la resistenza R è piccola rispetto alla reattanza del condensatore C alla frequenza di lavoro in modo che

$$\frac{1}{\omega C} \gg R$$

per cui la corrente derivata dal ramo RC vale praticamente

$$\bar{J}_c = j\omega C \cdot \bar{E}_a.$$

La tensione di eccitazione in griglia vale:

$$\bar{E}_g = j\omega C \bar{E}_a \cdot R$$

la quale dà luogo (purché E_g sia di piccola entità) alla corrente anodica alternativa:

$$\bar{J}_a = g_m \bar{E}_g = g_m \cdot j\omega C \bar{E}_a R$$

La corrente richiesta complessivamente dal circuito ai morsetti A e B vale:

$$\bar{J} = \bar{J}_c + \bar{J}_a = j\omega C \bar{E}_a + j\omega C \bar{E}_a R g_m = j\omega C (1 + g_m R) \bar{E}_a.$$

Indicando con C_{eq} l'espressione $C(1 + g_m R)$, la corrente complessiva vale anche:

$$\bar{J} = j\omega C_{eq} \bar{E}_a$$

Questa corrente puramente reattiva è in anticipo di 90° sulla tensione applicata è quindi capacitiva ed è dovuta alla capacità equivalente $C_{eq} = C(1 + g_m R)$. Nell'espressione della C_{eq} l'unico termine variabile può essere la pendenza mutua g_m. Infatti, se il tubo scelto ha la *pendenza variabile*, essa può essere fatta variare agendo sulla tensione di griglia attorno al valore di riposo V_{go}, mediante la tensione modulante. Per ottenere una diretta dipendenza fra le variazioni del segnale modulato e l'ampiezza del segnale modulante, è bene che la bassa frequenza abbia un'ampiezza limitata. Se poi, l'oscillazione di frequenza dovuta al tubo a reattanza è insufficiente rispetto al grado di modulazione voluto, si fanno seguire all'oscillatore modulato *moltiplicatori di frequenza* funzionanti in classe C, impiegando naturalmente un valore di f_p iniziale sottomultipla di quello finale desiderato.

In fig. 298 è rappresentato un oscillatore di tipo Meissner modulato da un tubo a reattanza. Nel circuito il condensatore C' serve per cortocircuitare l'elevata reattanza che l'avvolgimento del trasformatore di BF in serie alla R ha per l'alta frequenza, mentre costituisce un'elevata reattanza per la BF modulante.

La tensione di polarizzazione della griglia controllo del tubo a reattanza è la somma della tensione ai capi del gruppo catodico e della tensione del segnale modulante. L'oscillatore controllato può essere di qualsiasi tipo, purché adatto a generare la frequenza richiesta. L'avvolgimento accoppiato mutuamente all'oscillatore permette di prelevare la tensione di AF modulata. Naturalmente l'uscita ad AF modulata, se necessario sarà accoppiata agli stadi amplificatori di AF ed eventualmente moltiplicatori di frequenza, capaci cioè di portare il segnale al giusto livello ed alla dovuta frequenza per essere irradiato dall'antenna.

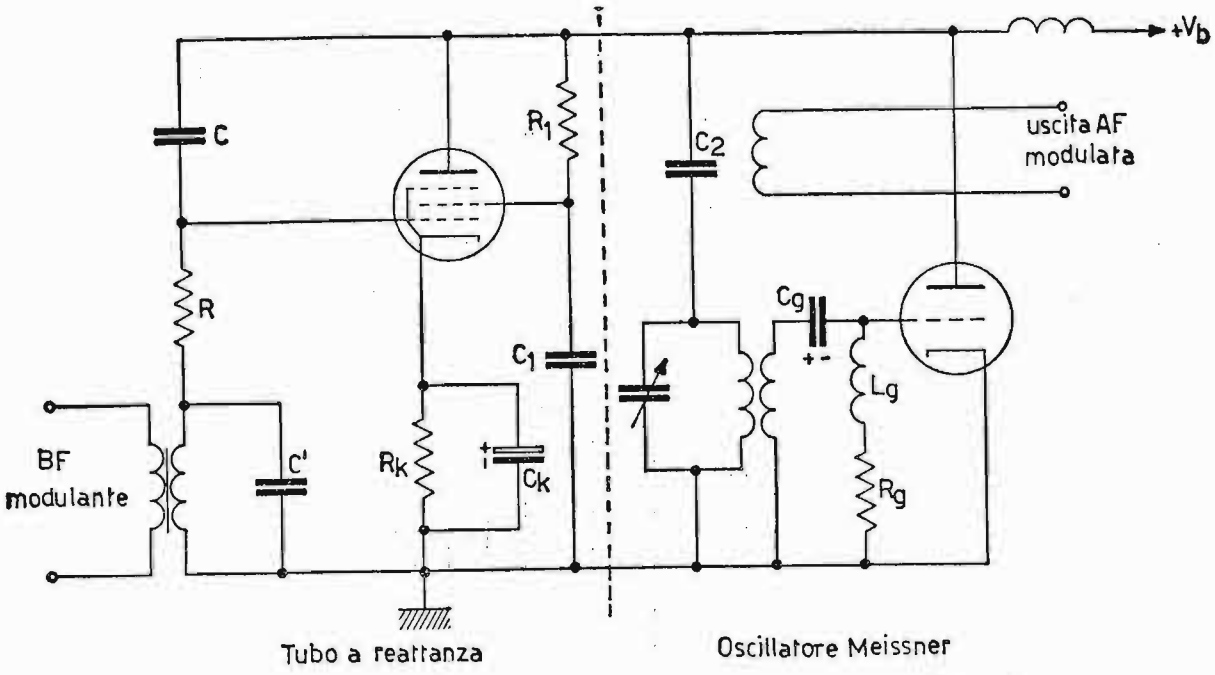


Fig. 298. – Oscillatore di AF tipo Meissner modulato in frequenza dal tubo a reattanza

b) Sistema a modulazione indiretta: Serrasoid.

Per quanto riguarda i sistemi a modulazione di frequenza per via indiretta tramite modulazione di fase, ci soffermiamo a descrivere brevemente il sistema Serrasoid di largo impiego nelle stazioni a radiodiffusione. Il circuito di principio a blocchi è rappresentato in fig. 299. Esso consiste

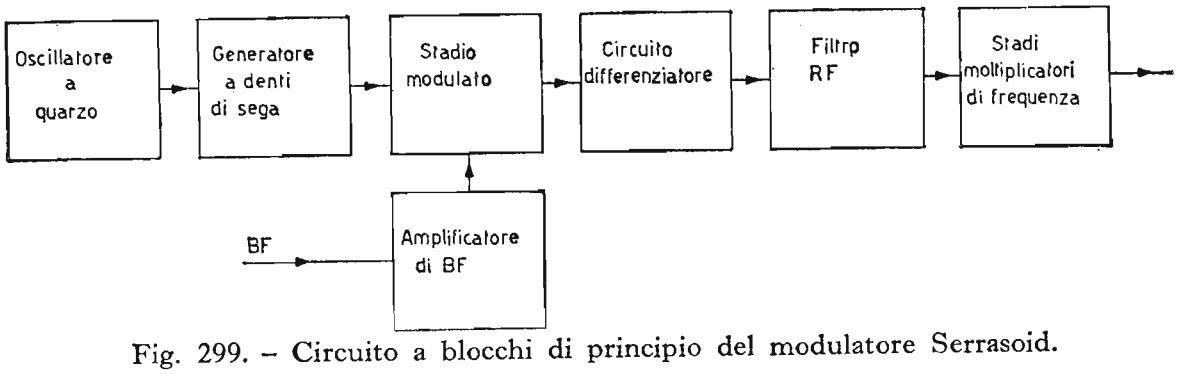


Fig. 299. – Circuito a blocchi di principio del modulatore Serrasoid.

di un *oscillatore a quarzo* generante una frequenza campione, la quale convertita in impulsi dallo stesso stadio oscillatore lavorante, ad esempio, in classe *C* e carico anodico ad *RC*, pilota un *generatore a denti di sega*; di un generatore a denti di sega ad ampiezza e frequenza costanti, la cui uscita è collegata allo stadio modulato; di un *amplificatore audio*, il quale, amplificato il segnale di *BF* fino ad un certo livello, va a modulare la tensione a denti di sega; di uno *stadio modulato*, il quale riceve: tramite la griglia controllo la tensione a denti di sega ed avendo spiccate proprietà

limitatrici la riproduce in forma trapezoidale sulla placca (fig. 300, *a*) ed ad angolo di circolazione costante in assenza di modulazione, mentre riceve, di solito, sul catodo, opportunamente corretta (ossia rendendo la tensione modulante inversamente proporzionale alla frequenza del segnale modulante stesso inviandola, cioè, ai capi di una rete a *RC* e prelevandola ai capi di *C*) la *BF* modulante, la quale varia a ritmo di *BF* la polarizzazione complessiva del tubo, spostando continuamente in anticipo o in ritardo il *fronte anteriore*

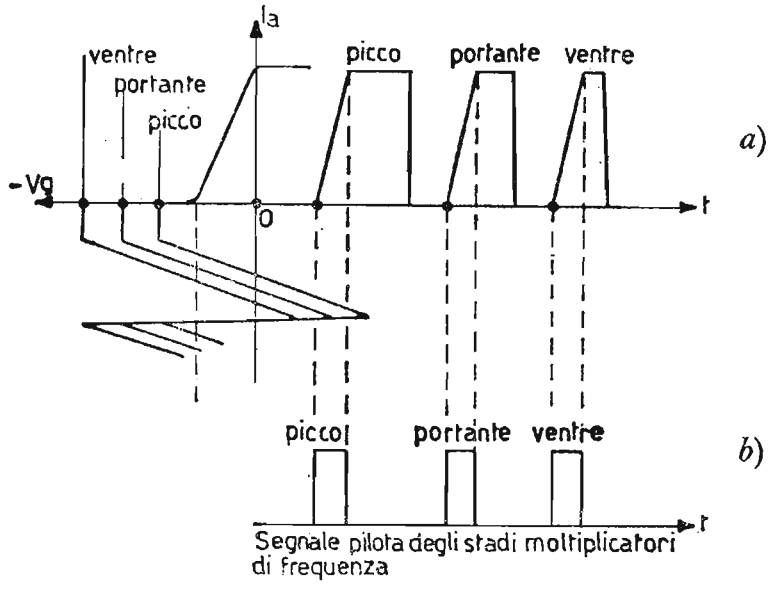


Fig. 300. – Funzionamento del modulatore Serrasoid: *a*) andamento in funzione del tempo, della tensione trapezoidale in presenza di modulazione; *b*) andamento, in funzione del tempo, dei corrispondenti impulsi ottenuti dalla tensione trapezoidale, mediante il circuito differenziatore. Essi sono sfasati di qualche grado in più o in meno rispetto una cadenza costante in assenza di modulazione.

della tensione trapezoidale riprodotta. Un circuito così detto differenziatore costituito da un'impedenza di tipo *RC* opportunamente progettata e prelevando la tensione ai capi di *R*, trasforma il fronte anteriore della tensione trapezoidale in impulsi quasi rettangolari (fig. 300, *b*) (l'impulso negativo che si ricava nella parte discendente del dente di sega non è né utile né tanto meno viene sfruttato, in quanto cade oltre l'interdizione, allorché viene immesso nella valvola successiva), i quali si sfasano, rispetto ad un *valore fisso* di posizione in assenza di modulazione, in più o in meno di qualche grado, allorché il dente di sega viene modulato. Questa successione di impulsi (tutti dello stesso spessore e tanto più stretti in circolazione quanto più ripido è il fronte anteriore della tensione trapezoidale), viene immessa a pilotare stadi moltiplicatori di frequenza, per ottenere la giusta frequenza portante (in quanto si parte sempre con un quarzo a frequenza sottomultipla della reale frequenza portante della stazione trasmittente).

88. **Accentuazione e deaccentuazione (enfasi e deenfasi).**

Nel sistema a modulazione di frequenza, dato che vengono impiegate le onde cortissime (da 88 a 100 *MHz*), i disturbi atmosferici sono praticamente assenti nella ricezione, in quanto, provocando tali disturbi variazioni di ampiezza nel segnale ricevuto, il radioricevitore è equipaggiato in modo da annullare tali discontinuità. I disturbi di altro genere tendono a *modulare in frequenza* la portante già modulata.

I disturbi agiscono nel campo delle frequenze acustiche più elevate anche perché, di solito, le frequenze modulanti oltre i $4 \div 5$ *KHz* costituiscono le armoniche delle grandezze fondamentali, per cui, essendo tali armoniche provviste di minore ampiezza rispetto le fondamentali, esse causano durante la modulazione in frequenza minori oscillazioni di frequenza. Per evitare che alle frequenze modulanti elevate, i disturbi influiscano in modo determinante sul segnale, si provvede ad *accentuare* al trasmettitore, prima della modulazione, l'ampiezza delle frequenze acustiche più elevate. Al ricevitore, dopo la rivelazione, si dovrà attenuare il segnale di *BF* in ragione inversa dell'operazione di accentuazione, ossia *deaccentuandolo* con legge crescente al crescere della sua frequenza.

In questo modo la trasmissione e la ricezione avvengono nel complesso linearmente. In entrambi i casi: trasmettitore e ricevitore, il circuito che produce l'operazione di *enfasi* o di *deenfasi* è costituito da una rete *RC*, la cui costante di tempo vale 50 μsec. Nel caso particolare dei radioricevitori, tale circuito è formato da una rete a *RC* collegati in serie (solitamente $C = 3.300$ *pF*, $R = 15$ KΩ) ai capi della quale è applicato il segnale rivelato, mentre la tensione corretta viene prelevata ai soli capi della capacità.

89. **Rivelazione dei segnali modulati in frequenza.**

La rivelazione dei segnali modulati in frequenza viene ottenuta, di regola, da particolari circuiti denominati: *discriminatori*. Essi hanno la particolarità di trasformare le *variazioni di frequenza in variazioni d'ampiezza*. Affidando poi il segnale presente all'uscita del circuito rivelatore a discriminatore ad un normale amplificatore di *BF* si ottiene all'altoparlante la fedele riproduzione acustica del segnale che ha modulato in frequenza la portante. Questo sistema di rivelazione rende il ricevitore a modulazione di frequenza sostanzialmente diverso da quello a modulazione d'ampiezza; infatti, senza questo sistema di rivelazione non è possibile convertire le variazioni di frequenza nuovamente in variazioni di ampiezza simili al segnale modulante. Per ottenere una perfetta riproduzione dell'andamento della frequenza modulante, il discriminatore deve essere progettato in

modo che la sua tensione d'uscita vari linearmente con la deviazione di frequenza. Diverse sono le realizzazioni del circuito discriminatore.

a) Discriminatore a tripla sintonia.

Il discriminatore a tripla sintonia è rappresentato in fig. 301. In esso il circuito oscillante LC, che costituisce il carico anodico dello stadio limitatore, è accordato alla frequenza f_i ed ha una banda passante capace di contenere il canale impegnato dalla stazione trasmittente. I circuiti oscil-

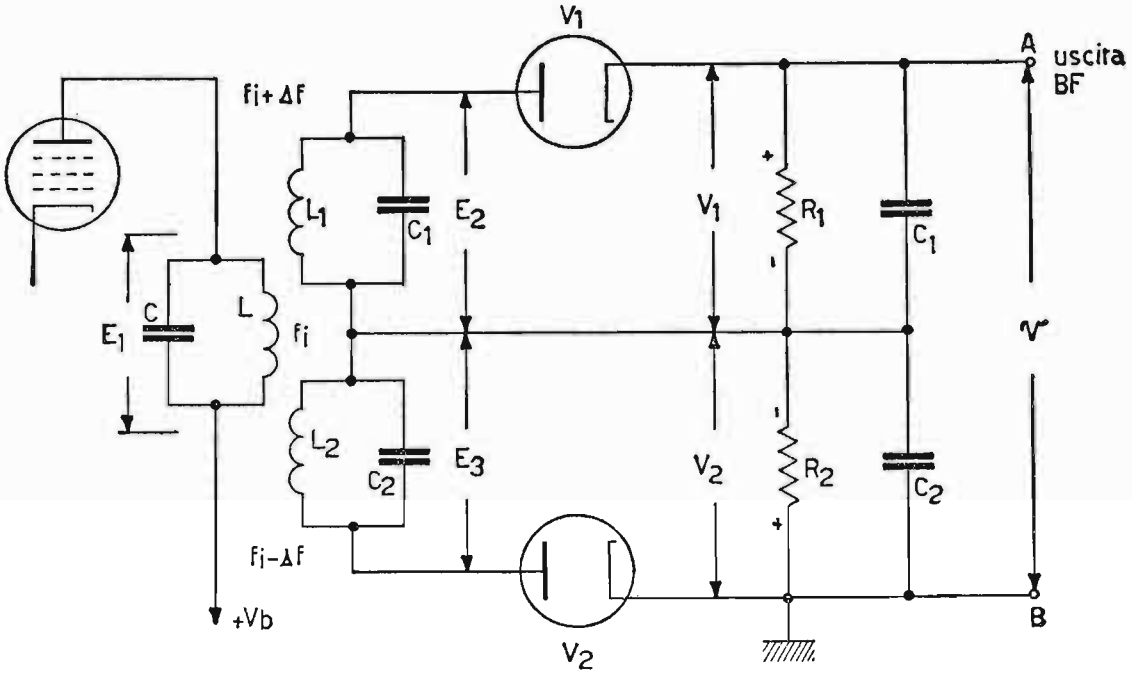


Fig. 301. – Circuito del discriminatore a tripla sintonia.

lanti L_1C_1 ed L_2C_2, accoppiati mutuamente ad LC, sono accordati rispettivamente: uno ad $f_i + \Delta f$ e l'altro ad $f_i - \Delta f$ in cui $2\Delta f$ rappresenta circa il doppio dell'ampiezza del canale impegnato dalla grandezza modulata in frequenza (solitamente $2\Delta f \cong 150 \div 200$ KHz).

In fig. 302 sono rappresentate le curve di selettività dei circuiti oscillanti L_1C_1 ed L_2C_2 a tratti e la curva risultante « tensione d'uscita-frequenza » a tratto unito. Naturalmente per ricavare la curva risultante della tensione d'uscita, si è dovuto rovesciare di 180° la curva di selettività di L_2C_2, in quanto, la tensione V_2 è opposta a V_1 dato il particolare collegamento. Affinché intercorra linearità nel processo di rivelazione: da variazioni di frequenza a variazioni d'ampiezza, è bene che la curva risultante contenuta fra $f_i - \Delta f$ e $f_i + \Delta f$ sia *rettilinea* ed intersechi l'ascissa esattamente nel punto di frequenza f_i. Nel circuito ciascun diodo è collegato con il catodo al proprio carico anodico, mentre la placca è collegata al circuito oscillante interessato. Il carico anodico di ciascun diodo costi-

tuisce il gruppo di rivelazione e quindi verrà opportunamente progettato in riferimento alla frequenza intermedia di 10,7 *MHz* prevista per la *FM*. I valori della costante di tempo variano abitualmente da $R = 50\ K\Omega$ e $C = 250\ pF$ ad $R = 100\ K\Omega$ e $C = 100\ pF$.

In assenza di modulazione la tensione risultante fra *A* e *B*, ossia ai morsetti d'uscita, è nulla, in quanto la curva risultante passa per lo zero. Vi è presenza di tensione risultante *positiva*, invece, allorché prevale la

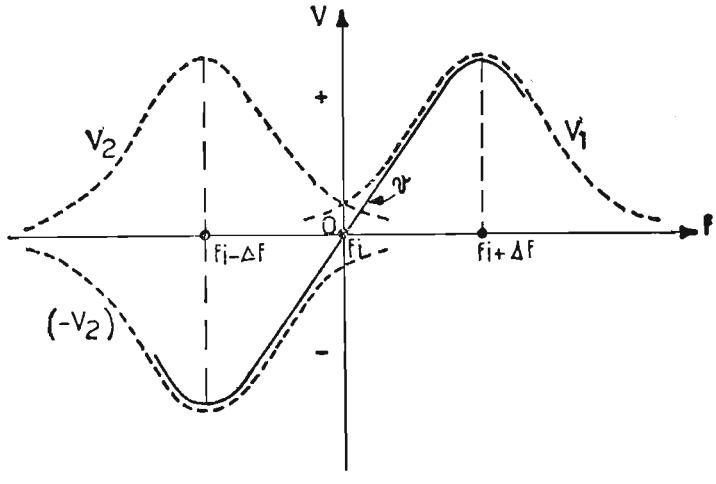


Fig. 302. – Andamento, in funzione della frequenza, delle curve di selettività dei circuiti L_1C_1 ed L_2C_2 e della curva risultante « tensione-frequenza », relative al discriminatore a tripla sintonia.

tensione ai capi del gruppo R_1C_1 rispetto quella ai capi di R_2C_2, ossia quando il segnale d'ingresso assume un valore istantaneo di frequenza maggiore del valore della frequenza intermedia; viceversa, allorché il segnale d'ingresso assume valori in frequenza inferiori al valore di 10,7 *MHz*, si ha prevalenza della tensione ai capi del gruppo R_2C_2 rispetto quella ai capi di R_1C_1 e quindi la tensione risultante d'uscita assume valori *negativi*. Queste variazioni di polarità e di ampiezza del segnale d'uscita sono la perfetta riproduzione del segnale modulante. In fig. 303 è visibile il principio di funzionamento del discriminatore come convertitore: da variazioni di frequenza in variazioni d'ampiezza.

I valori f_0, f_1, f_2... sono i valori istantanei di frequenza che la frequenza intermedia assume in funzione delle stesse caratteristiche di frequenza ed ampiezza del segnale modulante; i valori v_0, v_1, v_2,... sono i corrispondenti valori, positivi e negativi, della tensione d'uscita del discriminatore. Se il tratto interessato nella curva risultante è perfettamente rettilineo, la tensione utile è priva di distorsione; d'altronde ciò è garantito dal fatto che dell'intero tratto rettilineo se ne sfrutta solamente il $50 \div 60\%$, rinunciando, naturalmente, un po all'ampiezza della tensione d'uscita. Ciò si ottiene,

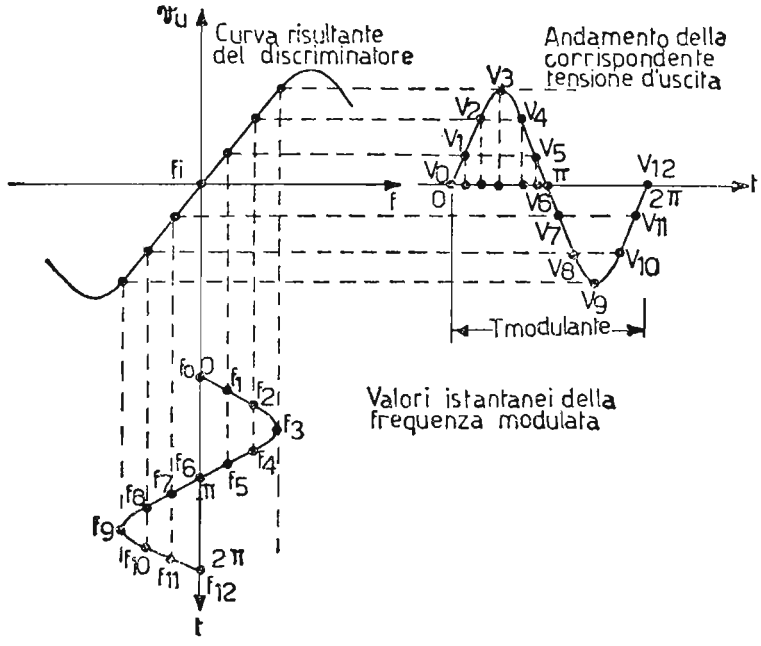


Fig. 303. – Esempio della conversione, nei discriminatori per FM in generale, delle variazioni di frequenza in variazioni d'ampiezza della tensione utile, a ritmo della BF modulante.

come abbiamo già osservato, accordando i circuiti secondari L_1C_1 ed L_2C_2 con uno scarto di frequenza in più ed in meno rispetto la f_i = 10,7 MHz, di circa $\Delta f = 75 \div 100$ KHz.

b) Discriminatore a variazione di fase (Foster-Seeley).

Il discriminatore a variazione di fase o discriminatore Foster-Seeley è rappresentato in fig. 304. Esso differisce dal precedente in quanto al

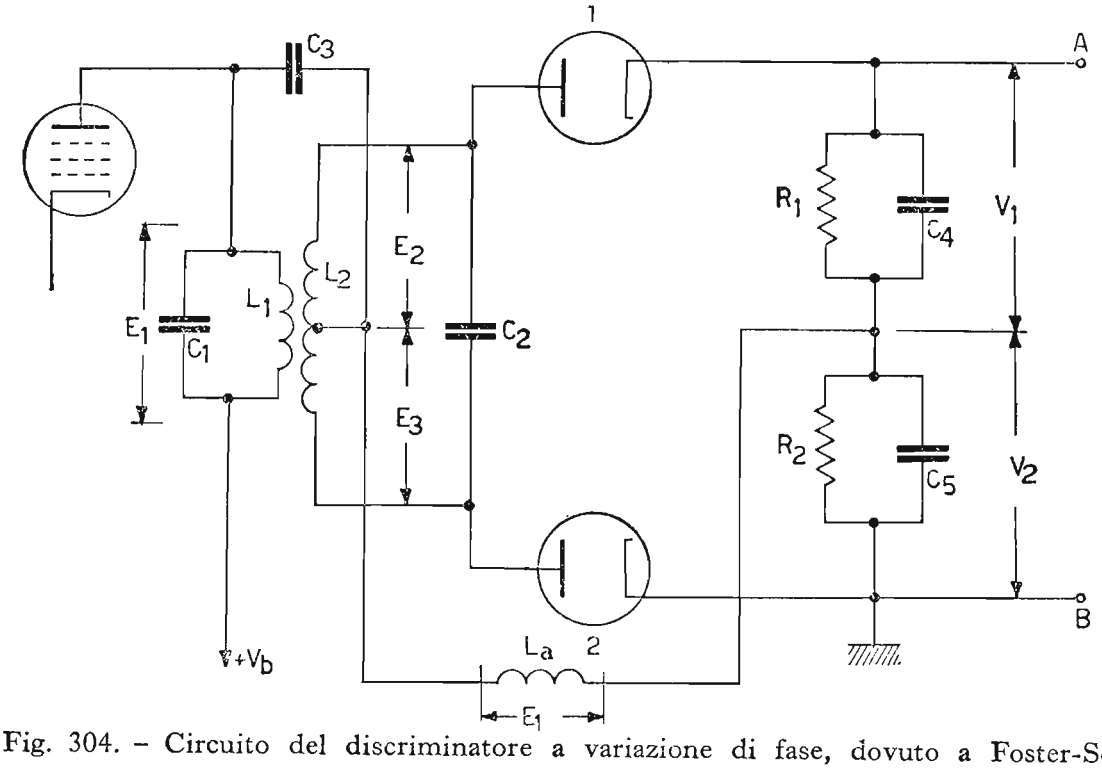


Fig. 304. – Circuito del discriminatore a variazione di fase, dovuto a Foster-Seeley.

posto di un primario e due circuiti secondari accordati a frequenze diverse, vi sono un solo primario ed un solo secondario, quest'ultimo a presa centrale, entrambi accordati sulla stessa frequenza centrale f_i. Nel discriminatore a variazione di fase, le tensioni di *AF* d'applicare ai diodi rivelatori, per ottenere la tensione risultante di *BF* all'uscita, sono ottenute aggiungendo vettorialmente la tensione primaria E_1 ad una ed all'altra metà della tensione presente ai capi del secondario a presa centrale, denominate rispettivamente E_2 ed E_3. Impiegando un solo secondario si rende il circuito complessivamente meno delicato del precedente nella messa a punto.

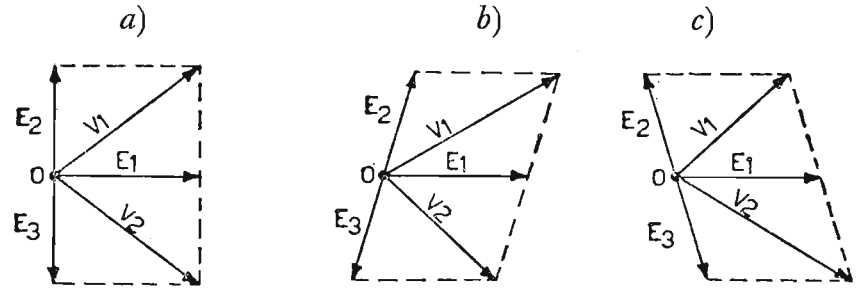


Fig. 305. – Grafici relativi al discriminatore Foster-Seeley: *a*) relazioni di fase fra E_1, E_2, E_3, in assenza di modulazione (ossia nessuna oscillazione di frequenza rispetto il valore fisso di portante); *b*) relazioni di fase fra E_1, E_2, E_3 per un valore istantaneo di frequenza maggiore della frequenza portante; *c*) relazioni di fase fra E_1, E_2, E_3 per un valore istantaneo di frequenza minore della frequenza portante.

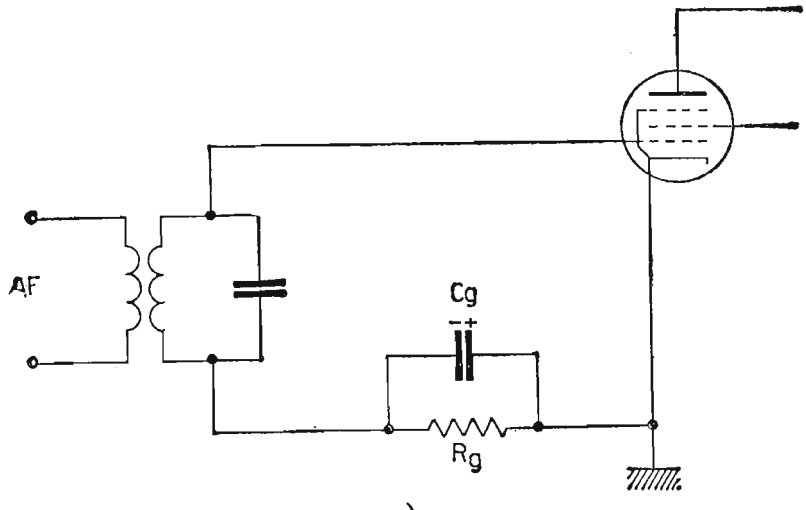
Il condensatore C_3, la cui reattanza per l'alta frequenza è praticamente nulla, serve per collegare al centro del secondario il punto *caldo* del primario. In questo modo ai capi di L_a (bobina d'arresto della *AF*), data anche la bassa reattanza di C_5, si ha praticamente una tensione uguale alla E_1 e sfasata di 90° rispetto la tensione secondaria, alla frequenza di risonanza. La tensione secondaria varia in fase al disopra e al disotto di 90° rispetto la tensione ai capi di L_a al variare della frequenza del segnale ricevuto. A sua volta la tensione secondaria, a causa del collegamento a presa centrale, è suddivisa in due tensioni E_2 ed E_3 uguali e di polarità opposta. Il diagramma di fig. 305 rappresenta in *a*) le relazioni di fase fra le tensioni:

$$E_{La} \cong E_1\,, \quad E_2 \text{ ed } E_3,$$

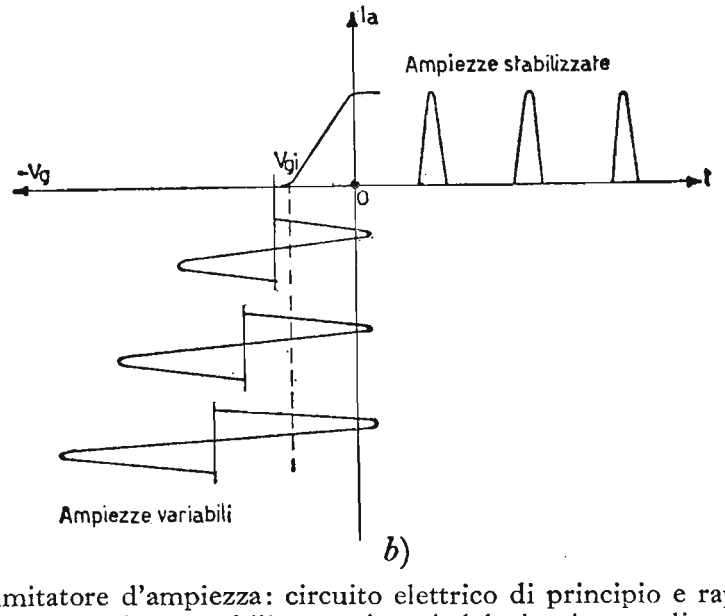
in assenza di modulazione. In questa condizione le tensioni risultanti rivelate V_1 e V_2 sono uguali, per cui all'uscita la tensione utile è nulla.

In presenza di modulazione (oscillazione di frequenza rispetto f_i), mentre il circuito primario non risente in modo apprezzabile queste variazioni di frequenza, mantenendo circa costante la tensione E_1 ai suoi capi e ai capi di L_a; il circuito secondario si presenta invece alternativamente *induttivo* o *capacitivo*. Infatti, se per effetto della modulazione la frequenza

istantanea f diventa leggermente maggiore della f_i, il circuito secondario L_2C_2 si presenta complessivamente induttivo, per cui viene percorso da una corrente di qualche grado in meno in ritardo di 90° rispetto E_1, causando, come è visibile in *b*) una tensione $V_1 > V_2$ e quindi presenza di tensione positiva, rispetto massa, ai morsetti d'uscita A e B. Viceversa, se la frequenza istantanea diventa inferiore di f_i, il circuito secondario si presenta complessivamente capacitivo, causando, come è visibile in *c*) la condizione $V_1 < V_2$ e tensione negativa rispetto massa, ai morsetti A e B. Per quanto riguarda l'andamento della tensione d'uscita al variare della frequenza è valido il diagramma risultante di fig. 302. Purtroppo i discriminatori descritti sono sensibili alle variazioni d'ampiezza eventualmente presenti nel segnale modulato in frequenza e dovute, ad esempio, a scariche atmosferiche, disturbi provenienti dal sistema d'accensione dei motori



a)



b)

Fig. 306. – Limitatore d'ampiezza: circuito elettrico di principio e rappresentazione delle ampiezze stabilizzate ai capi del circuito anodico.

a scoppio, interferenze con frequenze adiacenti ecc. Per rendere insensibili tali discriminatori dalle variazioni d'ampiezza del segnale, è bene far precedere il discriminatore stesso da uno stadio *limitatore d'ampiezza*. Lo stadio limitatore ha, infatti, la funzione di eliminare le eventuali variazioni d'ampiezza presenti nel segnale a *FM*. Esso è essenzialmente costituito da un pentodo, lavorante in classe *C* con autopolarizzazione per falla di griglia, alimentato a bassa tensione anodica e di griglia schermo, capace, quindi, di raggiungere la saturazione della corrente anodica per bassi valori della tensione di griglia. Se l'ampiezza del segnale tende ad aumentare, per effetto dell'autopolarizzazione la tensione di griglia diventa più negativa, permettendo, quindi, la stabilizzazione dell'ampiezza delle oscillazioni. In fig. 306 è rappresentato il tipico circuito dello stadio limitatore d'ampiezza e le relative ampiezze stabilizzate del segnale. Il carico anodico del circuito limitatore è un circuito oscillante, il quale si accorda con facilità (perché ha una curva di selettività sufficientemente ampia) ai successivi valori istantanei della frequenza del segnale d'ingresso, lasciando inalterato tale segnale, nella oscillazione di frequenza. Per ottenere una buona stabilizzazione nell'ampiezza delle oscillazioni all'uscita dello stadio limitatore, è bene che la costante di tempo del gruppo di autopolarizzazione sia molto maggiore del periodo del segnale di frequenza intermedia ($f_i = 10{,}7$ *MHz*) e nel contempo minore del più piccolo periodo della *BF* modulante. La costante di tempo R_gC_g vale solitamente $2 \div 4$ μsec.

c) Rivelatore a rapporto (Seeley-Avins).

Il rivelatore a rapporto o di Seeley-Avins è sorto da una modifica apportata al discriminatore a sfasamento, ottenuta: *invertendo il senso ad uno dei due diodi*, disponendo fra i morsetti *A* e *B* un *condensatore volano* di grande capacità con la funzione di stabilizzare l'ampiezza della tensione d'uscita e prelevando la *BF* rivelata in modo diverso dai precedenti tipi, ossia fra i morsetti *C* e *D* sistemati fra il centro dei condensatori C_4 e C_5 ed il centro delle resistenze R_1 e R_2, dove quest'ultimo centro è collegato a massa. Inoltre la tensione E_1 da aggiungere vettorialmente alle tensioni E_2 ed E_3, è ottenuta da un avvolgimento L_3 accoppiato strettamente al primario (in modo che la tensione ai suoi capi sia praticamente in fase con la tensione primaria stessa), e denominato *terziario*. Il discriminatore a rapporto è rappresentato in fig. 307. In questo modo si rende il circuito insensibile quasi totalmente alle variazioni d'ampiezza del segnale da rivelare, risparmiando naturalmente l'impiego del circuito limitatore. Questo tipo di rivelatore per *FM* è di frequente impiego (data anche l'estrema sem-

plicità per la soppressione dello stadio limitatore) nei ricevitori *FM* e *TV*. Indicando con V_1 e V_2 le tensioni rivelate dai diodi 1 e 2, mentre nel discriminatore precedente fra i morsetti *A* e *B* vi è la differenza $V_1 - V_2$, data l'inversione del collegamento di uno dei diodi, nel presente circuito la tensione fra i morsetti *A* e *B* vale la somma $V_1 + V_2$. In assenza

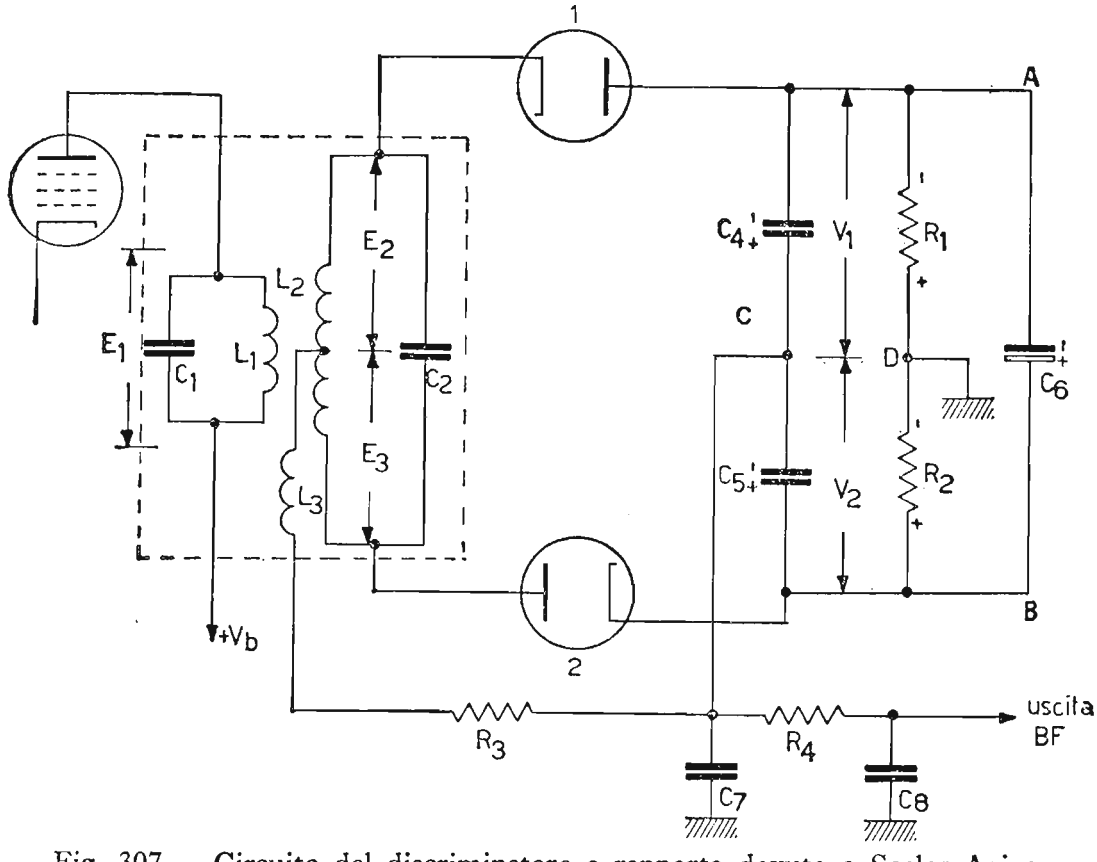


Fig. 307. – Circuito del discriminatore a rapporto dovuto a Seeley-Avins.

di modulazione, le tensioni: al centro di $R_1 + R_2$ e al centro di $C_4 + C_5$ (siccome $R_1 = R_2$ e $C_4 = C_5$) sono uguali, per cui la ddp di *BF* fra i morsetti *C* e *D* è uguale a zero. In presenza di modulazione, mentre la tensione ai capi di ogni singola resistenza (R_1 o R_2) vale

$$\frac{V_1 + V_2}{2}$$

le tensioni V_1 e V_2 alle estremità dei condensatori variano in funzione del rendimento di ciascun diodo al variare dello sfasamento fra tensione E_1 ed $E_2 + E_3$ (come dai diagrammi *b*) e *c*) di fig. 305). Il potenziale del morsetto *C* è allora variabile rispetto a quello del morsetto *D* (collegato a massa) e varia in funzione delle ampiezze delle grandezze V_1 e V_2 durante la modulazione. È ovvio che la tensione disponibile fra *C* e *D*

è la metà di quella ottenibile dai discriminatori precedenti, dove in quella sede era sufficiente scrivere $V_{BF} = |V_1 - V_2|$. Infatti, per il rivelatore a rapporto la tensione utile di BF vale la differenza algebrica fra le tensioni al centro condensatori $(C_4 + C_5)$ e al centro resistenze $(R_1 + R_2)$.

Se ad esempio $V_1 = 8$ volt e $V_2 = 5$ volt, mentre per il discriminatore a sfasamento si ha: $V_{BF} = V_1 - V_2 = 8 - 5 = 3$, volt per quello a rapporto si ha:

$$V_{BF} = V_{CD} = \frac{V_1 + V_2}{2} - V_2 = \frac{V_1 - V_2}{2} = \frac{8 - 5}{2} = 1{,}5 \textit{ volt.}$$

L'azione stabilizzatrice che opera il condensatore C_6 sull'ampiezza del segnale si esplica in questo modo: allorché l'ampiezza del segnale ricevuto resta costante, il condensatore C_6, caricato già alla tensione $V_1 + V_2$, non richiede alcuna corrente al circuito discriminatore ed è come se tale condensatore *non esistesse*. Se il segnale ricevuto tende ad *aumentare in ampiezza* (ad opera di qualche disturbo), i diodi, oltre ad erogare la corrente dovuta ai componenti R_1 ed R_2, debbono anche erogare una certa corrente per il condensatore C_6, il quale tende a portarsi automaticamente al nuovo valore di tensione.

Questo effetto si riflette per i diodi come *un aumento di carico*, ossia una diminuzione del valore dei componenti $R_1 + R_2$ e quindi non varia praticamente il potenziale ai loro capi. Viceversa, se la tensione fra A e B tende *a diminuire*, dato che il condensatore volano è carico al valore normale della tensione $V_1 + V_2$, una parte della corrente assorbita dalle resistenze di carico $R_1 + R_2$ viene fornita dal condensatore stesso, in modo da far sembrare ai diodi (e quindi, al circuito secondario) *diminuito il loro carico*, in quanto $R_1 + R_2$ questa volta richiedono una corrente minore. Il comportamento di C_6 provvede allora a mantenere costante l'ampiezza della tensione rivelata, anche se la tensione del primario E_1 varia in ampiezza. Facciamo notare, per ultimo, che l'attributo di discriminatore a rapporto deriva dal fatto che la tensione utile di BF ai morsetti C e D, ossia

$$\frac{V_1 - V_2}{2}$$

dipende dal rapporto V_1/V_2.

Infatti possiamo scrivere la seguente identità:

$$V_1 - V_2 = (V_1 + V_2) \cdot \frac{(V_1 - V_2)}{(V_1 + V_2)}$$

od anche, siccome $V_1 + V_2 = V_{AB}$, raccogliendo a numeratore e denominatore il termine V_2 e semplificando si ha:

$$V_1 - V_2 = V_{AB} \frac{V_2\left(\frac{V_1}{V_2} - 1\right)}{V_2\left(\frac{V_1}{V_2} + 1\right)} = V_{AB} \frac{\frac{V_1}{V_2} - 1}{\frac{V_1}{V_2} + 1}$$

Si può notare, dato che il condensatore volano C_6 mantiene costante la tensione ai morsetti A e B, che la differenza $V_1 - V_2$ è unicamente dipendente dal rapporto:

$$\frac{V_1}{V_2}$$

ed è indipendente dalle variazioni d'ampiezza del segnale ricevuto. L'andamento delle tensioni secondarie E_2 ed E_3, della tensione ai morsetti A e B $(V_1 + V_2)$ e della tensione utile di BF ai morsetti C e D, ossia:

$$V_{CD} = \frac{V_1 - V_2}{2}$$

sono rappresentati in figura 308 *a*) *b*) *c*).

90. Ricevitori a modulazione di frequenza.

I ricevitori a modulazione di frequenza, così come quelli a modulazione di ampiezza, sono del tipo *supereterodina*. I ricevitori ad *FM* differiscono sostanzialmente da quelli *AM*, nello stadio rive-

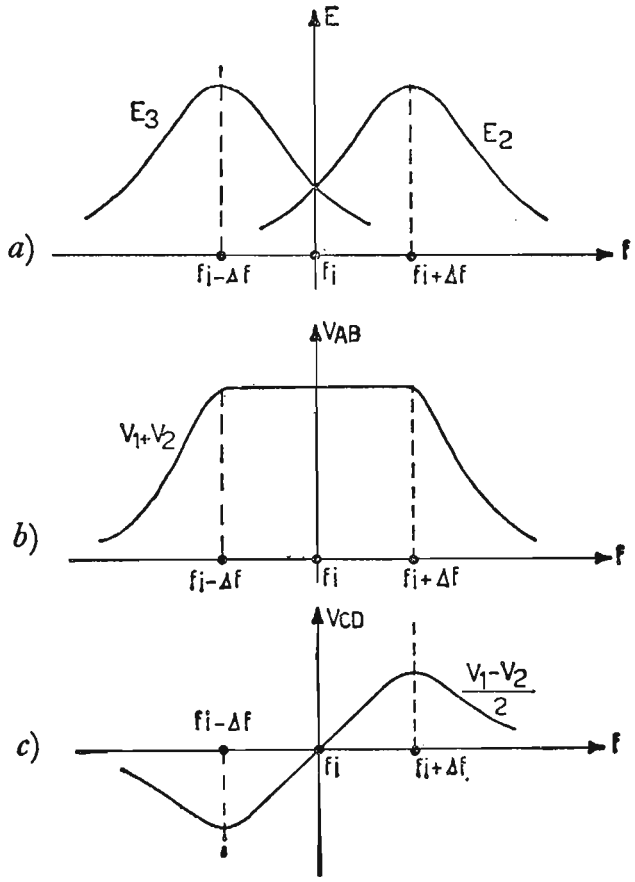


Fig. 308. – Andamento, in funzione della frequenza: *a*) delle tensioni secondarie E_2 ed E_3; *b*) della tensione fra A e B $(V_1 + V_2)$; *c*) della tensione utile di BF fra C e D $\left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right)$.

latore. Infatti, come si è detto, per i ricevitori a modulazione di frequenza è di largo impiego il *discriminatore a rapporto*, anziché un semplice diodo comunemente impiegato in quelli *AM*. Inoltre, i ricevitori *FM* lavoranti ad altissime frequenze ($88 \div 100$ *MHz*) debbono avere negli amplificatori di frequenza intermedia ($f_i = 10{,}7$ *MHz*) una banda passante assai più estesa di quella dei ricevitori *AM*, e precisamente circa $200 \div 250$ *KHz*, in quanto è noto che l'oscillazione di frequenza per modulazione 100% è di

$$\Delta f = \pm 75 \text{ KHz}.$$

Anche se sostanziali sono le differenze fra i due tipi di ricevitori, essi possono avere parti in comune, così come *l'alimentazione anodica*, *l'amplificatore di BF*; per cui, frequentemente si costruiscono ricevitori, i quali hanno incorporate le due distinte funzioni *AM* ed *FM* ed è sufficiente una semplice commutazione per passare dalla ricezione delle onde modulate in ampiezza a quelle modulate in frequenza. Ripromettendoci di fornire per ultimo lo schema elettrico di un ricevitore *AM — FM*, verifichiamo ora le parti fondamentali di un ricevitore *FM*.

91. Le parti fondamentali di un ricevitore supereterodina FM.

Un radioricevitore supereterodina a modulazione di frequenza impiegante un discriminatore a rapporto, a prescindere dall'alimentazione anodica, è costituito dalle seguenti parti fondamentali:

a) stadio preselettore-amplificatore;
b) stadio per la conversione di frequenza;
c) stadio per l'amplificazione della f_i;
d) stadio per la rivelazione e *CAG*;
e) stadio per l'amplificazione della *BF*.

Può essere presente anche l'indicatore di sintonia. Esso va collegato allo stesso modo previsto per il ricevitore *AM*, sfruttando, per il suo funzionamento, la tensione negativa di *CAG*. Lo schema a blocchi del radioricevitore *FM* è rappresentato in fig. 309.

a) Stadio preselettore - amplificatore.

Lo stadio preselettore-amplificatore è costituito normalmente da un pentodo amplificatore, il quale, preceduto da un circuito selettivo simile a quello del ricevitore *AM*, ha lo scopo, sia di effettuare l'operazione di *preselezione* ed evitare che al circuito convertitore giunga la *frequenza immagine*, sia di elevare l'ampiezza del segnale ricevuto in modo *d'aumentare*

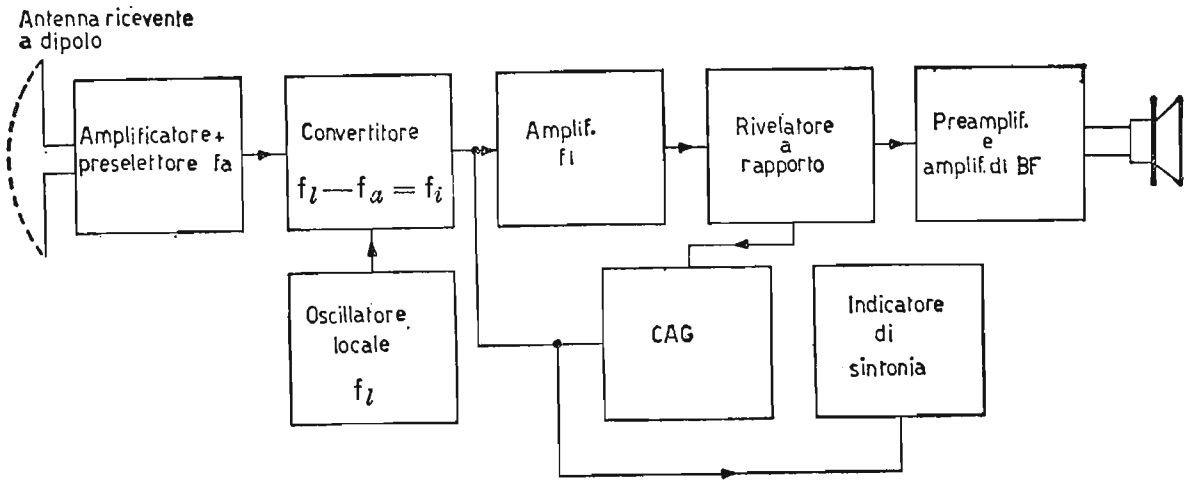


Fig. 309. – Schema a blocchi di un moderno radioricevitore supereterodina a modulazione di frequenza.

il rapporto segnale disturbo. Lo schema del circuito in oggetto è rappresentato in fig. 310.

I componenti $L_a - L_1$ costituiscono il *trasformatore d'ingresso* del ricevitore e sono progettati in modo da adattare l'impedenza caratteristica

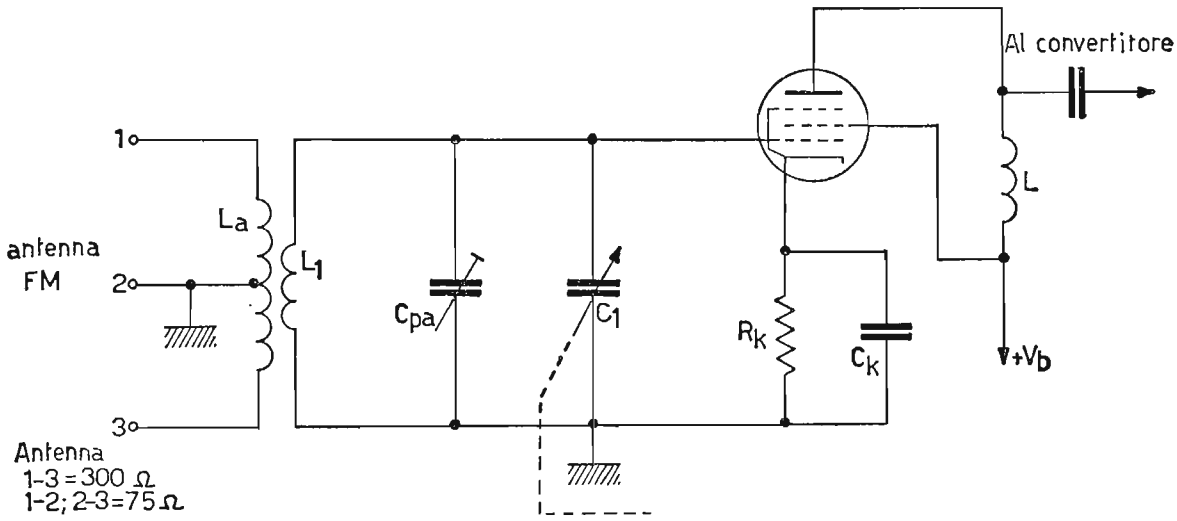


Fig. 310. – Circuito preselettore e stadio amplificatore a RF del radioricevitore FM.

dell'antenna (75 o 300Ω) tramite la presa centrale sul primario, all'impedenza d'ingresso dell'amplificatore, in modo da ottenere, nel migliore adattamento, il massimo trasferimento del segnale dall'antenna al circuito preselettore L_1C_1. Per quanto riguarda il circuito preselettore valgono le stesse considerazioni avanzate nei ricevitori *AM*. Naturalmente in questo caso il circuito L_1C_1 deve possedere una banda passante di $200 \div 250$ *KHz*, d'altra parte facilmente ottenibile data l'elevata frequenza di lavoro ($88 \div 100$ *MHz*). Il condensatore C_1 è variabile in passo con i condensatori variabili C_2 e C_3 rispettivamente del circuito oscillatore e convertitore.

Il carico anodico del pentodo amplificatore è costituito da una semplice reattanza induttiva, in modo da poter amplificare circa con lo stesso guadagno tutta la gamma di frequenze ricevute. Alle volte l'amplificatore a *RF* che segue il circuito preselettore è costituito da un circuito « *cascode* » (come è visibile nel ricevitore *AM* — *FM* di fig. 315) composto di due triodi amplificatori collegati in serie, ossia la placca del primo tubo è collegata al catodo del secondo tubo. Il circuito cascode verrà ampliamente trattato nel 3º volume dedicato alla televisione, in quanto è di largo impiego nei ricevitori *TV*.

b) Stadio per la conversione di frequenza.

Lo stadio convertitore di frequenza non può essere costituito da un tubo pentagriglia, come sovente si impiega nei ricevitori *AM*, in quanto i tubi pentagriglia impiegati in detta operazione, non possono superare la frequenza di lavoro di 40÷60 *MHz*. Occorre allora ricorrere, ad esempio ad un *triodo-pentodo* (senza griglia di iniezione), nel quale la sezione triodica funziona da *oscillatore locale* e quella pentodica funziona da *convertitore*.

In fig. 311 è riportato lo schema del circuito convertitore impiegante un triodo-pentodo ed ubicato immediatamente oltre l'amplificatore a *RF*.

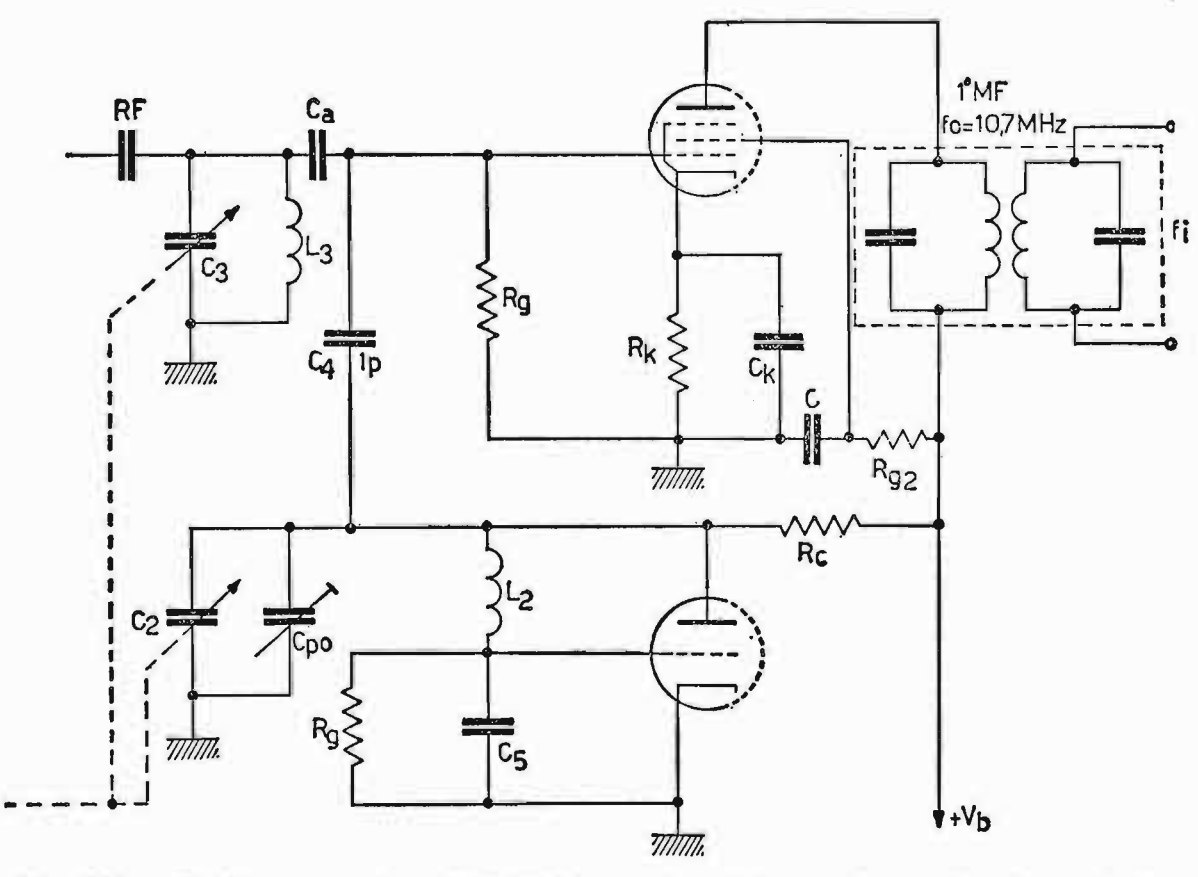


Fig. 311. – Stadio convertitore della FM con tubo triodo-eptodo con le sezioni fra loro separate.

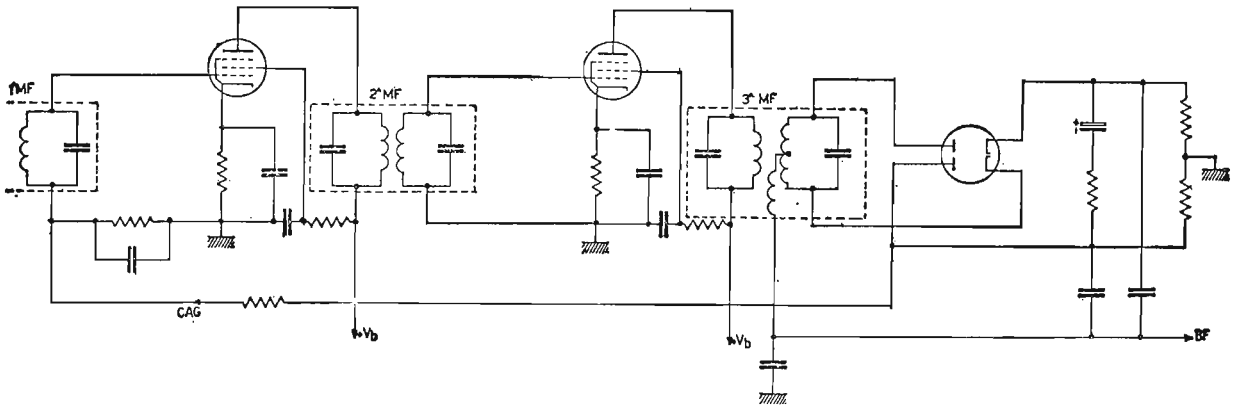


Fig. 312 – Stadi per l'amplificazione della f_i, per la rivelazione e per il CAG, di più frequente impiego nei ricevitori FM.

Il carico anodico del circuito convertitore costituisce la 1ª media frequenza del ricevitore. Essa è accordata al valore di 10,7 *MHz* ed ha una banda passante di circa 200÷250 *MHz*. L'oscillatore locale, nel quale praticamente trascurabili sono le compensazioni per l'allineamento, è accoppiato alla griglia del tubo mescolatore, mediante un piccolo condensatore (0,7÷1 *pF*).

c) e *d*) STADI PER L'AMPLIFICAZIONE DELLA f_i E PER LA RIVELAZIONE.

La parte di circuito riguardante l'amplificazione della f_i, la rivelazione

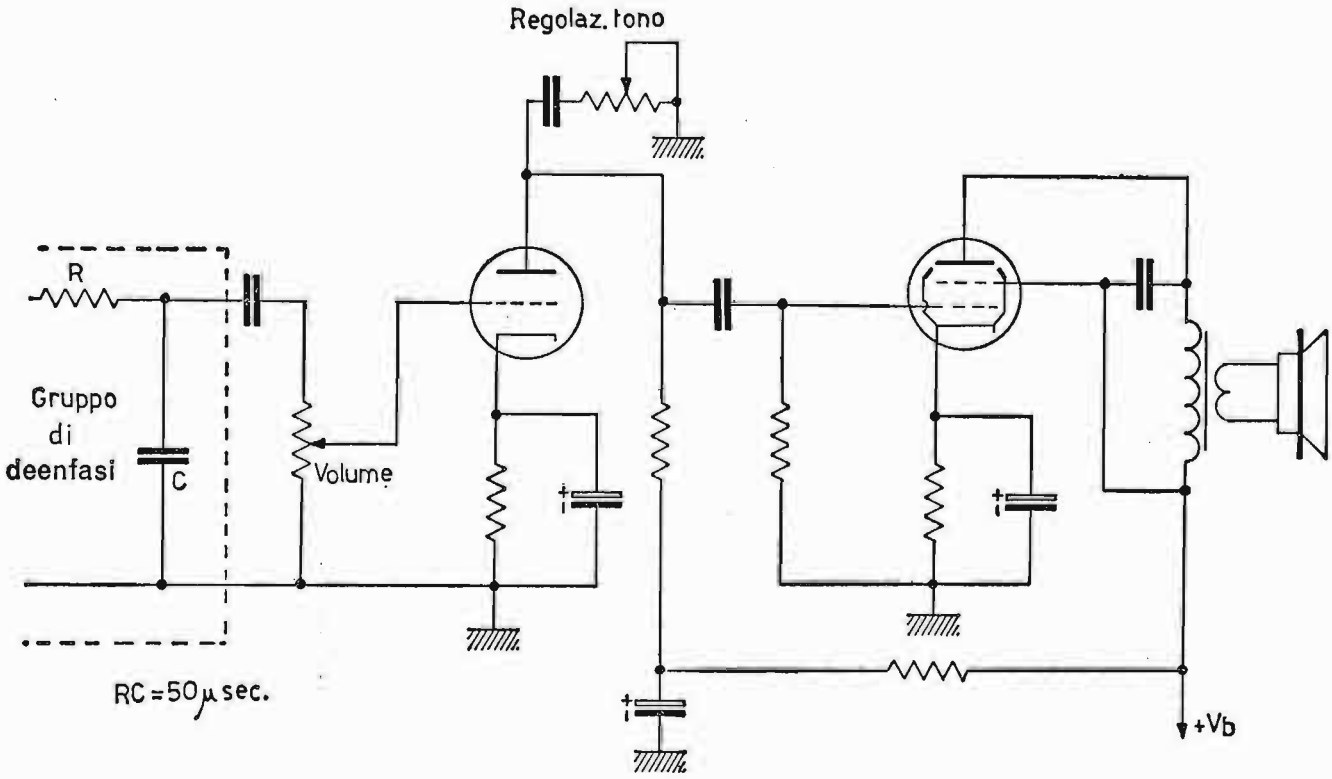


Fig. 313. – Preamplificatore ed amplificatore finale di BF di tipo convenzionale impiegato comunemente nei ricevitori AM ed FM.

SCHEMA ELETTRICO

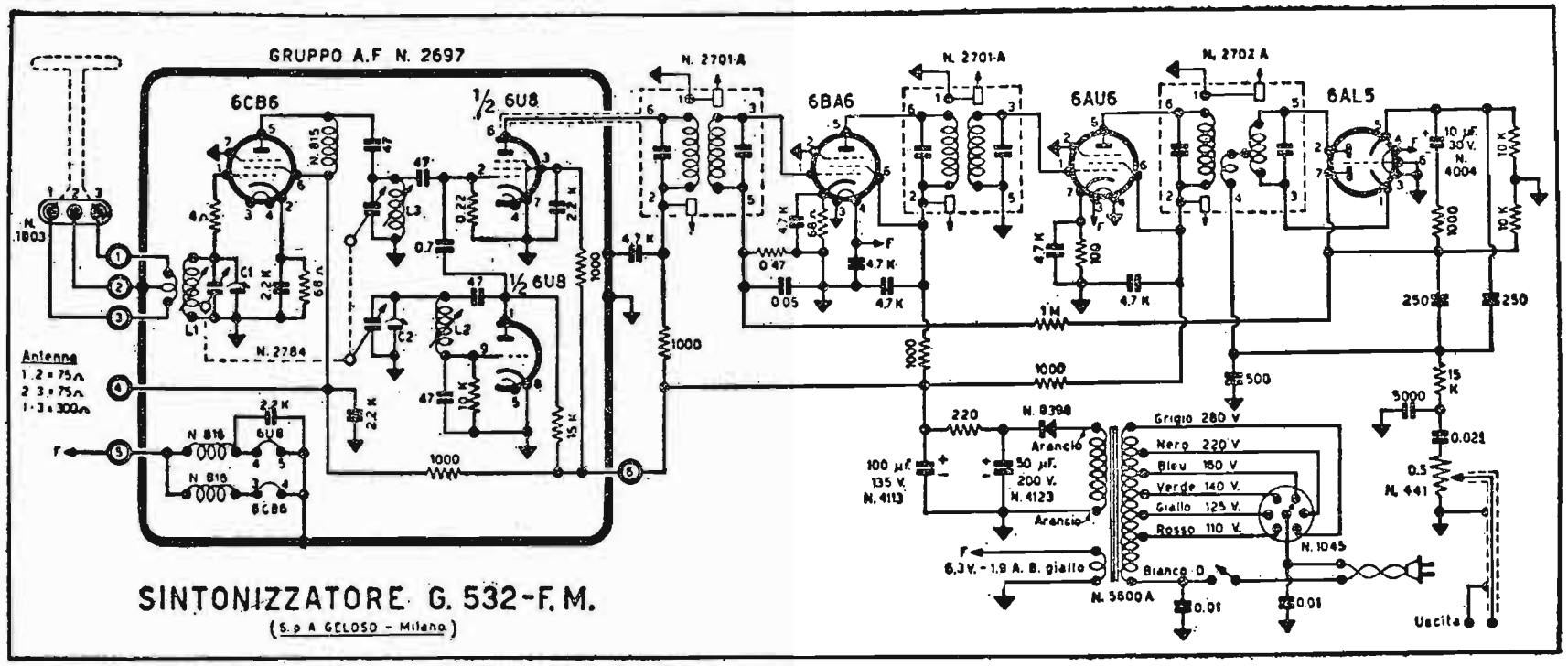


Fig. 314.

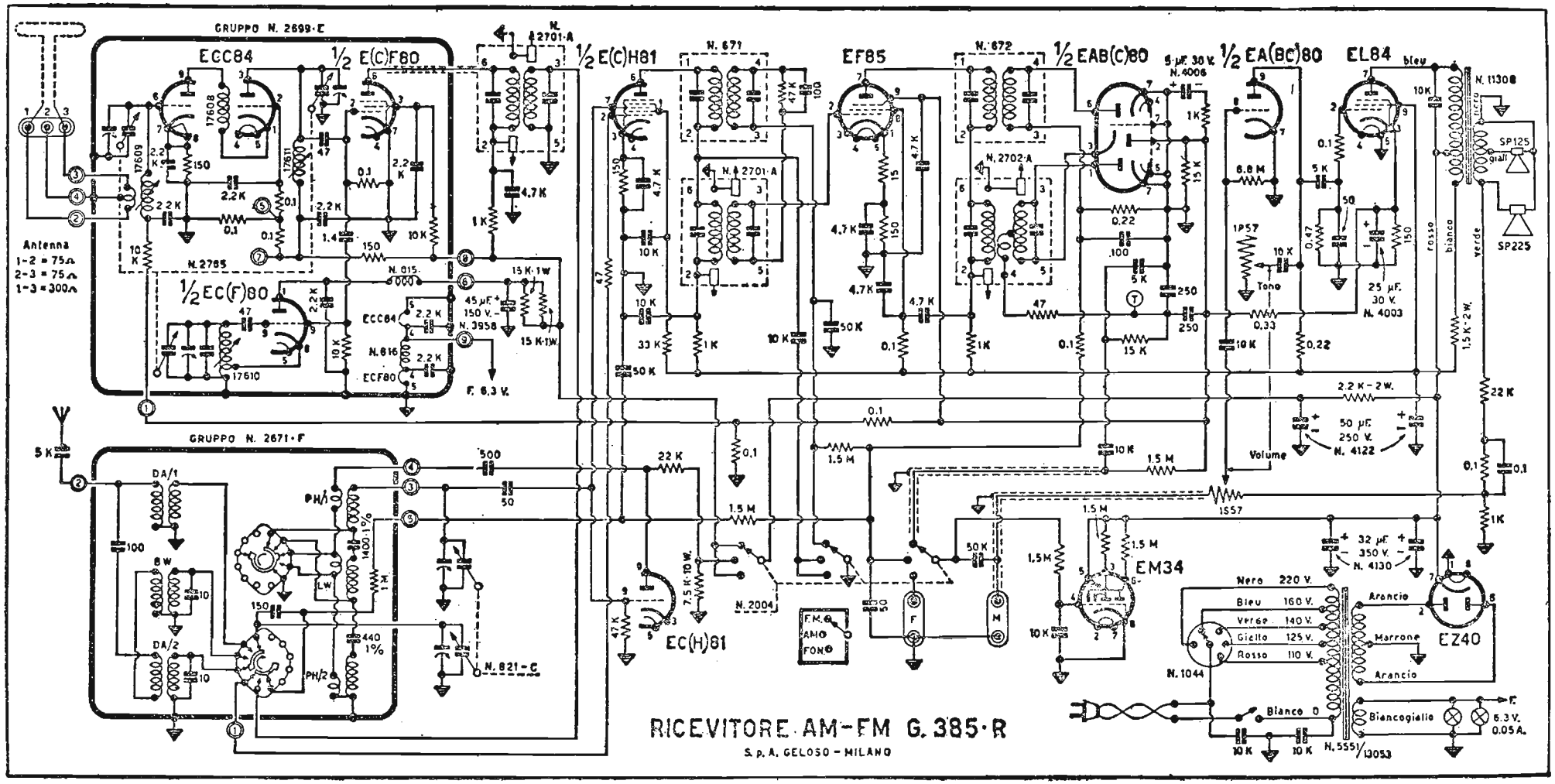

GRUPPO N. 2699-E
ECC84
½ E(C)F80
½ E(C)H81
EF85
½ EAB(C)80
½ EA(BC)80
EL84
½ EC(F)80
GRUPPO N. 2671-F
EC(H)81
EM34
EZ40
SP125
SP225
Antenna
1-2 = 75Ω
2-3 = 75Ω
1-3 = 300Ω
Tono
Volume
Nero 220 V.
Bleu 160 V.
Verde 140 V.
Giallo 125 V.
Rosso 110 V.
Arancio
Marrone
Arancio
Biancogiallo
6.3 V.
0.05 A.
RICEVITORE AM-FM G. 385-R
S. p. A. GELOSO - MILANO

Fig. 315.

ed il *CAG* è rappresentata in fig. 312. Il segnale di frequenza intermedia a 10,7 *MHz*, ottenuto dal battimento fra la frequenza dell'oscillatore locale e quella in arrivo è presente sul primario e, quindi, sul secondario della 1ª *MF*, eccitando la griglia del primo amplificatore di f_i. Questi è costituito da un pentodo a pendenza variabile ed ha come carico anodico la 2ª *MF*. Il segnale amplificato dal primo amplificatore di f_i eccita il secondo amplificatore di f_i, il quale trasferisce il segnale ulteriormente amplificato al circuito rivelatore del tipo a rapporto (radio detector). Al primo amplificatore di f_i giunge anche la tensione continua negativa di *CAG* (ricavata sull'anodo del diodo del discriminatore non collegato al secondario della 3ª *MF*, ma bensì al carico anodico) opportunamente livellata dal gruppo RC. La banda passante dei circuiti di f_i è bene sia globalmente $200 \div 250$ *KHz*, onde contenere completamente il canale impegnato dalla stazione ricevuta e modulata in frequenza.

e) Stadio per l'amplificazione della *BF*.

La bassa frequenza all'uscita del discriminatore a rapporto viene inviata in un amplificatore di *BF* del tipo studiato per il ricevitore *AM*. Esso, infatti, è costituito da un triodo amplificatore di tensione e da un tetrodo a fascio (o pentodo) amplificatore di potenza. Prima di essere inviato in griglia del triodo, il segnale viene corretto mediante il gruppo di deaccentuazione (o deenfasi) ottenuto con un circuito *RC*, la cui costante di tempo vale 50μ sec.

L'amplificatore di *BF*, che costituisce anche la parte finale del ricevitore *FM* è visibile in fig. 313. Naturalmente, siccome il segnale di *BF* è composto di frequenze acustiche, che si estendono fino a 15 *KHz*, è consigliabile sfruttare la massima completezza, del segnale e, quindi, la massima fedeltà, con l'adozione di amplificatori di *BF* ad alta fedeltà ed altoparlanti corretti per avere un responso costante in tutta la gamma delle frequenze acustiche. Sono poi riportati nelle figg. 314 e 315 gli schemi elettrici del sintonizzatore G532 *FM* e del ricevitore *AM-FM* G385-R della società Geloso.

INDICE

Premessa . . . . . pag. V

Tavola dei simboli usati nel testo e loro descrizione . . . . . » VII

CAPITOLO I *Conversione della tensione alternata in tensione continua* » 1

1. Generalità sull'alimentatore anodico - 2. Impiego del diodo come raddrizzatore - 3. Il filtro di livellamento - 4. Moltiplicatori di tensione - 5. Convertitore c.c.-c.c. con vibratore a lamelle - 6. Stabilizzazione della tensione continua con tubi stabilovolt - 7. Stabilizzazione della tensione continua con diodi Zener - 8. Alimentatori per transistori - 9. Alimentatore con filtro di livellamento a transistore - 10. Convertitore c.c.-c.c. con transistori.

CAPITOLO II *Analisi armonica. Il decibel* . . . . . » 30

11. Il suono, caratteristiche - 12. Serie di Fourier - 13. Decibel, unità di misura del guadagno e dell'attenuazione.

CAPITOLO III *Teoremi fondamentali e regimi di lavoro del tubo elettronico* . . . . . » 45

14. Generatore ideale di tensione e di corrente - 15. Generatore reale di tensione e di corrente - 16. Teorema di Thévenin - 17. Teorema di Norton - 18. Teorema di Millman - 19. Equazioni del Vallauri - 20. Il tubo elettronico in regime dinamico - 21. Regimi fondamentali di lavoro - 22. Capacità di entrata di un triodo amplificatore.

CAPITOLO IV *Il transistore, parametri* « h » *e* « Y » *e circuiti equivalenti. Alimentazione e stabilizzazione termica* . . . . » 74

23. Connessioni fondamentali del transistore - 24. Parametri ibridi « h » - 25. Amplificazione di tensione, corrente e potenza per un transistore collegato ad emettitore comune - 26. I parametri Y - 27. Retta di carico sulle caratteristiche d'uscita e verifica grafica del funzionamento del transistore - 28. Polarizzazione e stabilizzazione termica del punto di lavoro per un transistore - 29. Determinazione pratica degli elementi del circuito.

CAPITOLO V *Amplificatori di tensione a tubi elettronici in bassa frequenza* . . . . . pag. 99

30. Amplificatori con accoppiamento a resistenza e capacità - 31. Studio dell'amplificazione al variare della frequenza, per un amplificatore a resistenza e capacità - 32. Amplificatori con accoppiamento a resistenza e capacità compensati per larga banda (amplificatori per video frequenze) - 33. Amplificatori di tensione con accoppiamento a trasformatore - 34. Amplificatori di tensione con accoppiamento ad induttanza e capacità - 35. La reazione negli amplificatori.

CAPITOLO VI *Amplificatori a transistori per segnali deboli in bassa frequenza* . . . . . » 143

36. Amplificatore a transistori con accoppiamento a resistenza e capacità - 37. Amplificatori a transistori con accoppiamento a trasformatore.

CAPITOLO VII *Amplificatori di potenza in BF* . . . . . » 156

38. Amplificatori di potenza in classe A - 39. Calcolo di un amplificatore di potenza a triodo e a pentodo - 40. Amplificatori di potenza in controfase - 41. Controfase in classe A - 42. Controfase in classe B - 43. Controfase in classe AB - 44. Circuiti per l'eccitazione degli amplificatori in controfase - 45. Controllo del volume e del tono in un amplificatore di BF.

CAPITOLO VIII *Amplificatori a transistori per segnali forti in BF* . . » 185

Generalità - 46. Amplificatori di potenza in classe A - 47. Amplificatori di potenza in controfase in classe B con trasformatore d'uscita - 48. Amplificatori in controfase con transistori a simmetria complementare - 49. Amplificatori in controfase senza trasformatore d'uscita denominati « Single ended ».

CAPITOLO IX *Amplificatori di tensione in AF* . . . . . » 196

50. Studio grafico ed analitico di semplici reattanze al variare della frequenza - 51. Impedenza e corrente, in un circuito LCr serie, al variare della frequenza - 52. Curva di risonanza universale per un circuito LCr serie - 53. Ammettenza e tensione in un circuito LCr parallelo, al variare della frequenza - 54. Curva di risonanza universale per un circuito LCr parallelo - 55. Amplificatori di tensione in AF con accoppiamento a circuito oscillante e capacità - 56. Amplificatori di tensione in AF con accoppiamento a trasformatore - 57. Amplificatori di tensione in AF con accoppiamento a primario e secondario accordati - 58. Amplificatori a transistori per segnali deboli in AF.

CAPITOLO X *Amplificatori di potenza in alta frequenza* . . . . . pag. 227

59. Funzionamento di un amplificatore in classe C - 60. Valore istantaneo della corrente anodica - 61. Angolo 20 di circolazione della corrente anodica - 62. Potenza, rendimento, resistenza equivalente di carico - 63. Procedimento di calcolo di un amplificatore in classe C impiegante un triodo - 64. Neutralizzazione della capacità C_{ga} in AF.

CAPITOLO XI *Oscillatori* . . . . . » 240

65. Oscillatori di alta frequenza - 66. Polarizzazione automatica per falla di griglia - 67. Oscillatori a tre punti - 68. Stabilità nella frequenza generata dagli oscillatori - 69. Controllo di frequenza con quarzo - 70. Oscillatori a quarzo - 71. Oscillatori di bassa frequenza - 72. Oscillatori di onde non sinusoidali. Multivibratori - Appendice oscillatori.

CAPITOLO XII *Sistemi a modulazione d'ampiezza* . . . . . » 293

Generalità - 72. Onde modulate in ampiezza - 74. Elementi che compongono un'onda modulata in ampiezza. Bande laterali - 75. Potenza di un'onda modulata in ampiezza - 76. Circuiti per ottenere la modulazione d'ampiezza - 77. Modulazione d'ampiezza con soppressione della portante - 78. Rivelazione dei segnali modulati in ampiezza - 79. Conversione di frequenza - 80 Tubi e circuiti per la conversione di frequenza - 81. Il radioricevitore supereterodina - 82. Le parti fondamentali di un radioricevitore supereterodina - 83. Radioricevitore supereterodina a modulazione di ampiezza a transistori.

CAPITOLO XIII *Sistemi a modulazione di frequenza* . . . . . » 354

Generalità - 84. Onde modulate in frequenza - 85. Elementi che compongono un'onda modulata in frequenza. Bande laterali - 86. Potenza di un'onda modulata in frequenza - 87. Circuiti per ottenere la modulazione di frequenza - 88. Accentuazione e deaccentuazione (enfasi e deenfasi) - 89. Rivelazione dei segnali modulati in frequenza - 90. Ricevitori a modulazione di frequenza - 91. Le parti fondamentali di un ricevitore supereterodina FM.

EDIZIONI
CALDERINI
BOLOGNA

833

Prezzo del presente volume L. 2.800

CORSO DI RADIOTECNICA

Cavazzuti - Nobili - Passerini